

Acondicionamiento de Señales Bioeléctricas

Trabajo de Grado
Presentado por

Lorena Alvarez Osorio

como requerimiento parcial para optar al título de
Ingeniero Electricista

Facultad de Ingenierías
Programa de Ingeniería Eléctrica
Universidad Tecnológica de Pereira - UTP
Abril 2007

Acondicionamiento de Señales Bioeléctricas

Aprobado por:

Álvaro Ángel Orozco Gutiérrez, Director

Fecha de aprobación _____

Resumen

El siguiente trabajo describe los métodos para adquirir señales bioeléctricas tales como ECG, EMG y EEG. Inicialmente, en el capítulo 1, se hace una breve descripción de los tipos de señales bioeléctricas mencionadas y algunas otras importantes y más conocidas, su origen, sus características principales y sus formas.

En el capítulo 2 se explica el funcionamiento y características del amplificador operacional. Debido a que el amplificador, al igual que todos los componentes electrónicos, no tiene un comportamiento ideal, se hace la distinción entre el amplificador operacional real y el amplificador ideal, se definen las diferentes especificaciones que se encuentran en los catálogos de estos componentes y que son importantes en el momento de la selección para determinada aplicación. Se continúa con uno de los componentes más importantes en la adquisición de señales bioeléctricas que es el amplificador de instrumentación, se muestran los diferentes diseños: compuesto de 2 y 3 amplificadores operacionales y como un circuito integrado. Seguidamente, el amplificador de Aislamiento, sus beneficios y los diferentes tipos son descritos. Finalmente en éste capítulo se enuncian los diferentes tipos de ruido, como se originan y cómo afectan las señales a medir.

El capítulo 3 muestra los pasos a seguir para el acondicionamiento de señales bioeléctricas. La medición de estas señales y los componentes eléctricos usados para dicha labor están sometidas a diferentes especificaciones internacionales como IEC y ANSI, así que antes del diseño, se deben conocer éstos requerimientos para poder cumplirlos. Éste capítulo inicia entonces con las diferentes especificaciones para la medición de cada una de las señales ECG, EMG y EEG. Luego se describe la interfaz de medición, dispositivos llamados electrodos, los problemas que se tienen en su uso, los diferentes tipos del mercado y la disposición de ellos para cada señal. También en éste capítulo son diseñadas las demás etapas de acondicionamiento: Amplificación, Filtrado, y Aislamiento; haciendo énfasis en la etapa de filtrado, ya que se hace para ambos tipos, análogos y digitales.

Finalmente, en el capítulo 4, se muestra el análisis de resultados de los circuitos de acondicionamiento diseñados.

Dedicatoria

*A mi familia, mi madre, mi padre y mi hermano que han sido mi gran apoyo y mi alegría.
A mi novio, mis amigos, mis compañeros y profesores que me acompañaron durante ésta
etapa tan importante en mi vida y que compartieron conmigo su espíritu emprendedor y su
amor.*

Tabla de Contenido

Resumen	iii
Dedicatoria	iv
Lista de Tablas	viii
Lista de Figuras	ix
Agradecimientos	xii
Objetivos	xiii
I SEÑALES BIOELÉCTRICAS	1
1.1 Origen de las señales Bioeléctricas	1
1.1.1 Potencial de Reposo	1
1.1.2 Potencial de Acción	2
1.2 Tipos de señales bioeléctricas	4
1.2.1 Electrocardiograma ECG	4
1.2.2 Electromiografía EMG	5
1.2.3 Electroencefalograma EEG	6
1.2.4 Otros Biopotenciales	7
II AMPLIFICADORES	9
2.1 El Amplificador Operacional	9
2.1.1 Introducción	9

2.1.2	El Amplificador Operacional Ideal	10
2.1.3	El Amplificador Operacional Real	11
2.1.4	Especificaciones del Amplificador Operacional	12
2.2	El Amplificador De Instrumentación	15
2.3	El Amplificador De Aislamiento	17
2.3.1	Especificaciones de Amplificadores de Aislamiento	19
2.3.2	Tipos de Amplificadores de Aislamiento	19
2.4	Ruido en Amplificadores	21
2.4.1	Clasificación del Ruido	22
III	ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES BIOELÉCTRICAS	28
3.1	Estándares Para La Adquisición de Señales Bioeléctricas	28
3.1.1	Estándares para ECG	29
3.1.2	Estándares para EMG	31
3.1.3	Estándares para EEG	32
3.2	Electrodos	32
3.2.1	Disposición de electrodos para ECG	33
3.2.2	Disposición de electrodos para EMG	34
3.2.3	Disposición de electrodos para EEG	34
3.2.4	Clase de electrodos	35
3.3	Amplificación	37
3.4	Filtrado	41
3.4.1	Filtros Análogos	41
3.4.2	Filtros digitales	49
IV	ANÁLISIS DE RESULTADOS	56
4.0.3	Acondicionamiento con Filtros Análogos	56
4.0.4	Filtros Digitales	60
	Conclusiones	72
	Apéndice A — PUESTA A TIERRA, DESACOPLE Y APANTALLAMIENTO DE CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO	73

Apéndice B	— COEFICIENTES DE APROXIMACIÓN DE FILTROS	82
Apéndice C	— CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES BIOELÉCTRICAS	84

Lista de Tablas

1	Amplificadores Operacionales	40
2	Valores CC para Filtros Análogos Pasa Banda ECG	57
3	Valores CC para Filtros Análogos Pasa Banda EMG	58
4	Valores CC para Filtros Análogos Pasa Banda EMG	59
5	Valores CC para Filtros Digitales Pasa Alto	63
6	Valores de SNR y CC para Filtros Digitales Pasa Bajo	65
7	Valores de SNR y CC para Filtros Digitales Pasa Banda	68
8	Valores de SNR y CC para Filtros Notch	69
9	Valores de SNR y CC para Filtros Pasa Banda en señales EMG	71

Lista de Figuras

1	Circuito equivalente de la membrana en reposo. [1] Figura 4.7 pag-106 . . .	2
2	Circuito equivalente de la membrana durante un potencial de acción. . . .	2
3	Potencial de Membrana	3
4	Proceso de la generación del potencial de acción en el corazón	5
5	ECG	5
6	EMG	6
7	EEG	7
8	Amplificador Diferencial	10
9	Equivalente Thevenin de un Amplificador Diferencial	10
10	Amplificador Operacional Real	12
11	Ganancias en lazo cerrado y lazo abierto	13
12	Slew Rate	14
13	Diagrama esquemático amplificador de instrumentación	16
14	Amplificador de Instrumentación con dos AO	16
15	Amplificador de instrumentación con tres AO	17
16	Aislamiento	18
17	Diagrama interno de un amplificador de aislamiento	18
18	Aislamiento con Transformador	19
19	Aislamiento con Condensadores	20
20	Aislamiento con Optoacopladores	21

21	Ruido de entrada de Voltaje y de Corriente	22
22	Ruido Popcorn	23
23	Circuito no inversor con puente de resistencias	25
24	Triángulo de Eithoven. Tomada de [35]	33
25	Derivaciones Electrocardiográficas. Tomada de [35]	33
26	Localización de electrodos para los Biceps	34
27	Localización de electrodos para EEG según norma 10-20	35
28	Amplificador de instrumentación con dos amplificadores operacionales para señales bioeléctricas	38
29	Amplificador de Instrumentación con entradas bootstrapped	40
30	Especificaciones de los filtros	42
31	Filtro inversor de orden uno	44
32	Filtro Pasa alto Inversor de Primer orden	45
33	Filtro Sallen-Key Pasa bajo	45
34	Filtro Sallen-Key Pasa alto	46
35	Filtro Pasa Banda con MF10 en modo 3	48
36	Respuesta periódica en la frecuencia	52
37	Señal filtrada y señal original ECG	57
38	Señal filtrada y señal original EMG	58
39	Señal filtrada y señal original EEG	59
40	FIR Kaiser pasa alto	60
41	FIR Hamming pasa alto	60
42	IIR Butterworth pasa alto	61
43	IIR Chevyshev pasa alto	62
44	IIR Lattice pasa alto	63
45	Fir Kaiser Pasa Bajo	64
46	Fir Hamming Pasa Bajo	64
47	IIR Butterworth Pasa Bajo	65
48	IIR Chevyshev Pasa Bajo	65
49	Fir Kaiser Pasa Banda	66

50	Fir Hamming Pasa Banda	66
51	IIR Butterworth Pasa Banda	67
52	IIR Chevyshev Pasa Banda	67
53	MF10 Pasa Banda	68
54	MF10 Pasa Banda con filtro IIR Notch Chevyshev	68
55	Filtro Notch Fir Kaiser	69
56	Fir Hamming	70
57	Fir Kaiser	70
58	IIR Chevyshev	70
59	Problemas de Aterrizaje en AO	73
60	Soluciones a los problemas de Aterrizaje para AO	74
61	Eliminación de circuitos Resonantes	74
62	Desacople del Amplificador de Instrumentación	75
63	Acoplamiento AC de amplificadores de instrumentación	76
64	Rizado en función de condensadores de desacople(Tomada de [60])	77
65	Definición Básica de Apantallamiento. Tomada de [63]	78
66	Aterrizaje de Pantallas. Tomada de [63]	79
67	Conexión de Pantallas. Tomada de [63]	79
68	Conexión de diferentes señales con cables apantallados. Tomada de [63]	79
69	Típicas interferencias en un registro bioeléctrico. Tomada de [65]	81

Agradecimientos

A todo el grupo de instrumentación, especialmente a Eduardo, López, Julian, Cristian, Olga y Juan Gabriel que me iluminaron con ideas y me ayudaron para el desarrollo de éste trabajo. Al ingeniero Alvaro A. Orozco por la oportunidad que me brindó y el apoyo que recibí de su parte.

Objetivo General

Estudiar y clasificar los métodos de acondicionamiento para la adquisición de señales bioeléctricas, específicamente las señales ECG, EEG y EMG.

Objetivos Específicos

- Implementar filtros lineales y no lineales más acordes para la eliminación de interferencias eléctricas y demás artefactos que se presenten en las señales bioeléctricas
- Determinar las técnicas de amplificación de señales bioeléctricas que cumplen con buenas prestaciones (SNR, Ancho de Banda, Ganancia) para el procesamiento de señales ECG, EEG, y EMG.
- Determinar qué técnicas de aislamiento cumplen con las exigencias de seguridad del paciente y que a su vez no afecten el buen rendimiento del circuito de acondicionamiento de la señal.
- Construir circuitos de acondicionamiento para señales ECG, EEG y EMG con los métodos que presenten mejores resultados y que no interfieran con la señal de interés.

CAPÍTULO 1

Señales Bioeléctricas

1.1 Origen de las señales Bioeléctricas

Las señales bioeléctricas son señales provenientes del cuerpo humano, producidas debido al desplazamiento de iones en disolución (portadores de carga en los fluidos orgánicos), especialmente los correspondientes al Na^+ , K^+ y Cl^- . Este desplazamiento es producido gracias a las diferencias de concentración de fluidos orgánicos que son: el líquido extracelular, el intersticial y el intracelular. El movimiento de estas partículas con carga eléctrica se llama difusión y se realiza generalmente de las zonas más concentradas a las más diluidas, dando origen a un gradiente de concentración, el cual puede ser estudiado mediante la ecuación de gases perfectos en donde la presión y la concentración están relacionadas directamente.

1.1.1 Potencial de Reposo

Existe entonces una densidad de corriente debido a la difusión y puesto que los iones son partículas cargadas existe otra densidad de corriente debida al campo eléctrico generado por ellas. Adicionalmente se debe tener en cuenta las corrientes generadas gracias al sistema de bombeo activo de sodio hacia el medio extracelular, siendo positiva para bombas inyectoras y negativas para bombas extractoras. Por lo tanto la corriente iónica total es la suma de estas corrientes.

Dado que la membrana es una interfase que separa dos compartimientos fisiológicos con concentraciones iónicas diferentes, se puede estudiar como si fuera un circuito eléctrico compuesto por conductancias y fuentes de corriente que modelan las concentraciones y las corrientes iónicas respectivamente, un modelo equivalente se muestra en la Figura 1. Se deduce entonces, que los gradientes de concentración están relacionados directamente con el gradiente de potencial y haciendo su análisis matemático a través de la membrana, a nivel extracelular e intracelular, se obtiene el Potencial de Reposo o de Membrana. Este potencial es teóricamente igual al potencial del ión anión Cl^- y de valor negativo [1].

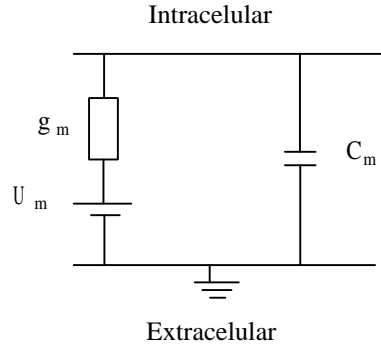


Figura 1: Circuito equivalente de la membrana en reposo. [1] Figura 4.7 pag-106

Donde g_m es la conductancia equivalente de las conductancias Na^+ , K^+ y Cl^- ; U_m representa el potencial de reposo y C_m es la capacidad de la membrana por unidad de superficie.

1.1.2 Potencial de Acción

Cuando la membrana es excitada por estímulos externos, que pueden ser cortos y de alta intensidad o viceversa, la conductancia del potencial de reposo presenta un cambio transitorio debido a estos estímulos, lo que produce un impulso de potencial intracelular llamado Potencial de Acción. El potencial de acción localizado se produce en forma simultánea en la membrana de las células ya que el tiempo de propagación es prácticamente despreciable [2].

Para el análisis de las formas de onda producidas por las excitaciones, se puede utilizar el circuito equivalente de la membrana en reposo en la zona de respuesta donde no se alcanza el potencial de acción, llamada zona subumbral. Pero para la zona de respuesta donde el potencial de acción es alcanzado, llamada zona supraumbral, la membrana se modela con una fuente de corriente externa que se inyecta al circuito de la membrana en reposo, Figura2 [1] Fig. 5.4, pag- 115.

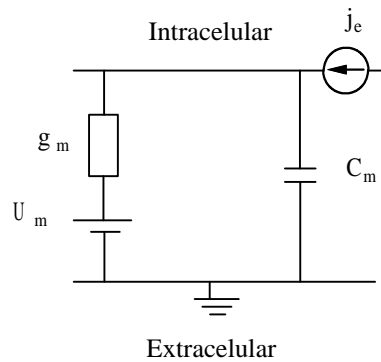


Figura 2: Circuito equivalente de la membrana durante un potencial de acción.

Por lo consiguiente existe un umbral de disparo U_d que al ser alcanzado se genera el potencial de acción, el cual es diferente para cada célula. Cuando se alcanza el U_d , aumenta la conductancia g_{Na^+} y se produce una entrada masiva de Na^+ al medio intracelular hasta que el potencial intracelular alcanza un nivel positivo parecido al potencial de sodio, *Polarización*. Aquí la difusión y el campo eléctrico se equilibran y este último cambia de dirección (disminuye la conductancia g_{Na^+}). Luego, el campo eléctrico y la difusión se suman para expulsar iones de K^+ del medio intracelular hasta que el potencial intracelular alcanza un nivel negativo parecido al del potasio, *Repolarización*. La difusión y el campo eléctrico se equilibran, *Despolarización*. Entonces el potencial de membrana vuelve a su estado inicial de reposo. Este proceso se muestra en la Figura 3.

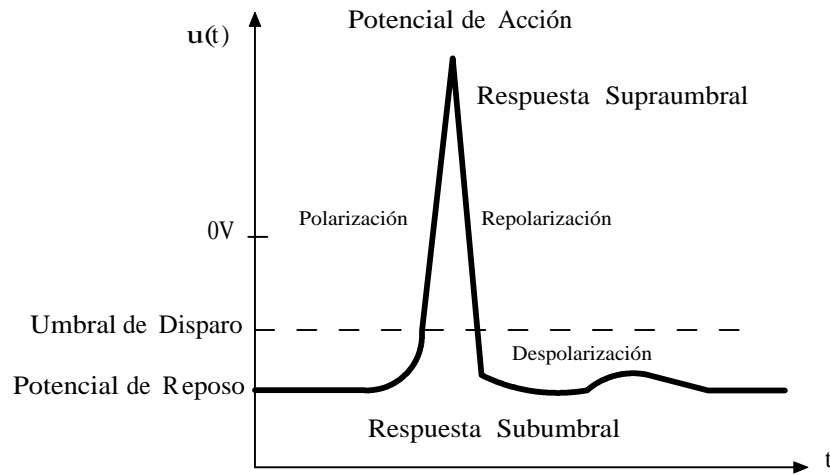


Figura 3: Potencial de Membrana

Las células capaces de generar potenciales de acción son fibras muy largas, que se consideran infinitamente largas comparado con su sección transversal. Existen dos tipos de fibras fundamentales en el sistema nervioso que son: Los axones o fibras amielínicas formadas por una membrana continua, donde no se distorsiona los potenciales de acción pero la propagación es de baja velocidad; y los axones o fibras mielínicas que están adicionalmente aisladas de mielina por unas células llamadas células de Shuann, aquí la velocidad de propagación es máxima sin distorsión de la señal.

Las corrientes generadas debido a un potencial de acción crean un potencial en el medio extracelular así como lo hacen en el medio intracelular. Para hacer la aproximación del potencial de acción extracelular se considera un medio extracelular limitado, además la membrana se asimila a un dipolo elemental de corriente y el potencial de superficie exterior se desprecia. Se deduce por medio de estas aproximaciones que el potencial de reposo no se muestra en los potenciales extracelulares lo que es una limitación en el análisis de los registros bioeléctricos [1].

1.2 Tipos de señales bioeléctricas

1.2.1 Electrocardiograma ECG

El corazón está constituido por un tejido de fibras musculares llamado miocardio que son los responsables de la contracción. El nodo sino auricular o nodo sinusal produce potenciales de acción con una frecuencia del orden de 1Hz (un latido por segundo), que se propagan a las aurículas provocando su contracción. Estos potenciales también se propagan hacia los ventrículos a través de las vías internodales hasta alcanzar el nodo aurículo-ventricular (A-V) donde las aurículas se contraen para que la sangre que todavía permanece en ellas pase a los ventrículos, proceso llamado sístole auricular. Como etapa final, se provoca la contracción ventricular cuando el potencial de acción se transmite al Haz de Hiss, sístole ventricular, , dividiéndose en sus dos ramas que discurren por las paredes del septum y por las fibras de Purkinje conectadas a estos y a las fibras musculares del miocardio.

Se considera el miocardio como un sincitio funcional. O sea, que el miocardio se estudia como si fuese una sola célula con varios núcleos en lugar de células individuales separados por membranas como lo que realmente es. Además se considera también que la propagación de los potenciales en sentido longitudinal será más rápida que la de sentido transversal. La propagación de este potencial se da al mismo tiempo en diferentes puntos del corazón, formando una interfase entre las zonas con potencial de acción y las que están en reposo llamada superficie isócrona. La despolarización se realiza en forma muy rápida, luego el potencial permanece constante (zona denominada meseta) y luego el potencial descende hasta el reposo. La repolarización tiene lugar cuando ya todo el músculo se haya contraído. Ahora el potencial de acción del corazón puede considerarse que se desplaza de manera similar al de una fibra [1].

La onda P se produce debido a la sístole auricular. En el segmento P-R no se presenta actividad eléctrica cardíaca por el pequeño número de células involucradas en el proceso de repolarización auricular y comienzo de despolarización ventricular. La onda QRS se produce debido a la sístole ventricular. El periodo de meseta no registra ninguna actividad eléctrica cardíaca. Y por último la onda T, debido a la repolarización ventricular. Todo el ECG está formado por una línea horizontal llamada línea base que corresponde a las fases isoeléctricas, que son aquellas donde no se presenta ninguna actividad eléctrica cardíaca. Este proceso se muestra en la figura 4

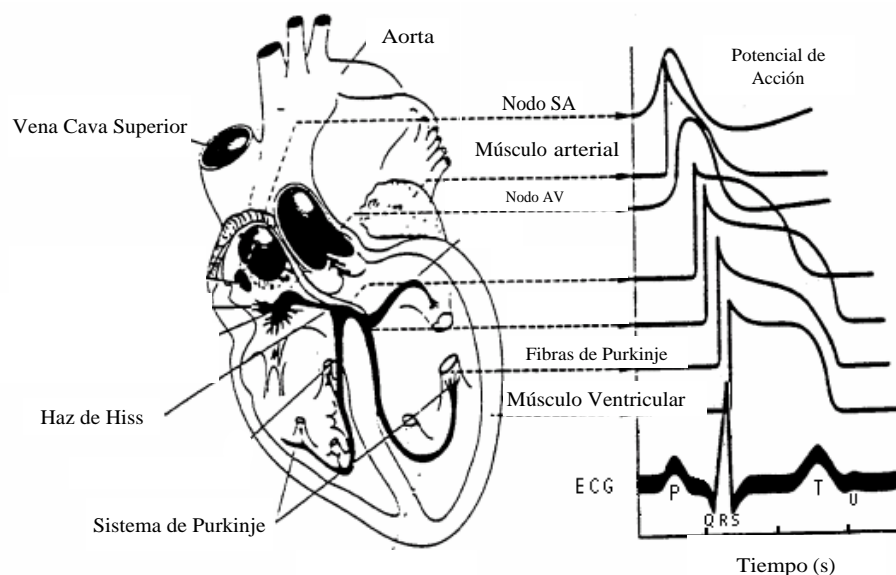


Figura 4: Proceso de la generación del potencial de acción en el corazón

Un registro total ECG se muestra en la figura 5

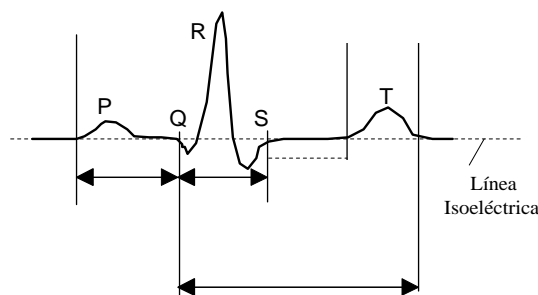


Figura 5: ECG

El espectro de señal se extiende desde 0.01Hz hasta los 150Hz. Y la amplitud típica en QRS es de 1mV [3].

El ECG es útil para detectar problemas cardíacos, como defectos del miocardio, agrandamiento del corazón, defectos congénitos, enfermedades de válvula cardíaca, arritmias, taquicardia o bradicardia (frecuencia cardíaca demasiado rápida o demasiado lenta), enfermedades de la arteria coronaria, cambios en la cantidad de electrolitos (químicos en la sangre), etc.

1.2.2 Electromiografía EMG

Los músculos están formados por unidades motoras simples SMU (single motor units) conectadas a axones neuronales motores (motor neuron axons) que a su vez se conectan con las fibras que reciben los comandos por el sistema nervioso central CNS (central

nervous system) a través de motor end plates MEPs los cuales permiten el intercambio de neurotransmisores acetilcolina (ACh). Al haber un potencial de acción neuronal motor, los canales de iones se dilatan permitiendo que los iones de Na^+ pasen hacia el centro de la membrana, pero los iones de Cl^- son rechazados por las cargas negativas a la entrada del canal, por lo que la membrana se despolariza por la corriente de sodio. Una vez la membrana se despolariza, se genera un potencial de acción muscular que se propaga a lo largo de las fibras musculares. Luego de esto viene la relajación muscular el cual es otro proceso activo [4].

El rango de frecuencia de estas señales es mayor que las ECG y EEG, van de 100 a 10kHz, y de más alta amplitud, los problemas de acondicionamiento son menos severos. El filtrado supera en gran medida problemas de interferencia. Un filtrado por encima de 20Hz puede reducir los potenciales de la piel y señales de otros movimientos (motion artifacts) [5]. Esta señal se muestra en la Figura 6

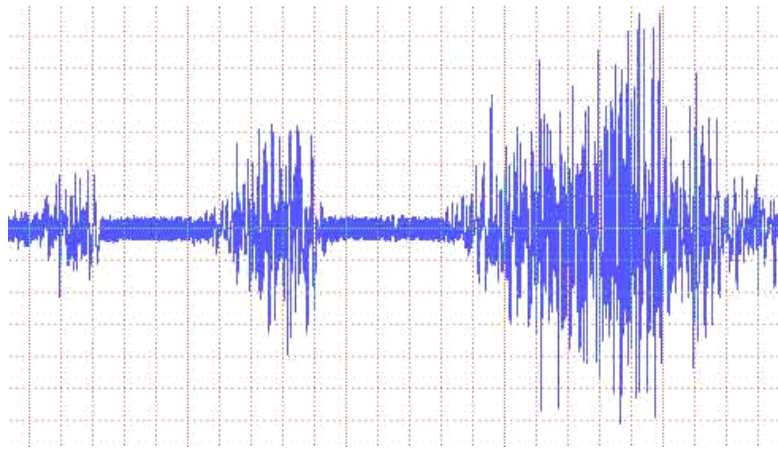


Figura 6: EMG

1.2.3 Electroencefalograma EEG

Son caracterizadas por sus amplitudes extremadamente pequeñas. Son difíciles de interpretar ya que representan la actividad comprendida de billones de neuronas transmitidas por las membranas del cerebro, fluidos y el cuero cabelludo. Son señales entre los 4 a 20Hz con una amplitud mínima de 5 μ V de una fuente de aproximadamente 10 – 20K Ω de impedancia.

Las señales eléctricas del cerebro que actualmente se pueden monitorear e identificar son categorizadas como se muestra a continuación [6]:

Alpha: Para una persona despierta y en estado de relajación. Describe una actividad eléctrica de 8-12Hz, típicamente de 20 a 50 μ V.

Beta: Cuando una persona esta pensando o respondiendo a algun estímulo. De 14 a 25Hz. Y de más baja amplitud.

Theta: Cuando la persona esta dormida. De 4 a 8Hz, pueden ser de más de 20 μ V.

Delta: En estado profundo de sueño. De 0.5 a 4 Hz.

A continuación se muestra en la Figura 7 como se presentan estas señales [7].

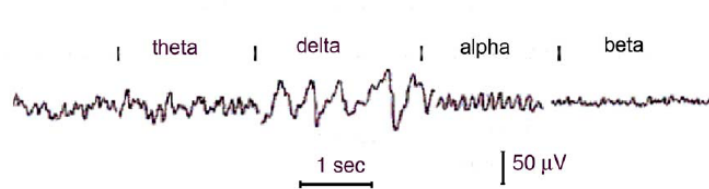


Figura 7: EEG

La característica especial de un amplificador EEG es que debe amplificar señales muy pequeñas. También debe tener un ruido térmico bajo y en particular un ruido electrónico bajo al final de la amplificación. Debe ser aislado, el filtro pasa banda debe tener una respuesta total de (+/-1dB), debe proveer por lo menos -18dB por octavo de atenuación de señales afuera del pasa banda, la respuesta en frecuencia del amplificador debe ser al menos de 50-60dB debajo de 60 Hz, una entrada equivalente del nivel de ruido de 0.5iV o menos sería bueno y finalmente, la corriente DC de entrada debe ser menor de 50nA [6].

Las aplicaciones clínicas entre otras están la detección, localización y severidad de regiones cerebrales con funcionamiento anormal debido a epilepsia, trauma cerebral, esquizofrenia, demencia, etc.

1.2.3.1 Potenciales Evocados

Esta es una técnica donde un estímulo, como un flash de luz o un fuerte clic, es aplicado al sistema sensor del cuerpo y genera un cambio en la señal EEG de un área particular del cerebro. La actividad normal del EEG enmascara la respuesta del cerebro a un solo estímulo; estímulos repetitivos deben ser usados y la respuesta evocada(evoked response) es distinguida de la actividad ambiente usando técnicas de señal promedio [8]. Son de 2Hz a 5kHz y de amplitud de 10nV a 20uV [9].

1.2.4 Otros Biopotenciales

Muchos biopotenciales se pueden generar en el cuerpo humano, aquí se muestran algunos biopotenciales que son muy comunes y han sido muy útiles a la medicina moderna [9].

Electrooculograma:

Éstos potenciales eléctricos son generados como resultado del movimiento de los ojos entre el ambiente conductivo del cráneo. La generación de señales EOG pueden ser entendidas por los dipolos localizados en los ojos.

Esta señal es pequeña (10 a $100V\mu$) y tiene frecuencias bajas (dc a 10Hz). Por consiguiente el amplificador debe tener alta ganancia y buena respuesta en frecuencia baja, o incluso dc.

Electroneurograma: Potenciales de las neuronas de 100Hz - 1kHz ; $5\mu\text{V}$ - 10mV .

Electroretinograma: Potenciales de la retina de 0.2 - 200Hz ; $0.5\mu\text{V}$ - 1mV .

CAPÍTULO 2

Amplificadores

2.1 El Amplificador Operacional

2.1.1 Introducción

Este es uno de los más versátiles dispositivos en todo el campo de la electrónica. Un amplificador operacional IC es un circuito integrado de estado sólido que utiliza realimentación externa para controlar sus funciones. El término "Amplificador Operacional" viene desde 1943 donde este nombre fue mencionado en un informe escrito por John R. Ragazzinni con el título "Análisis de Problemas en Dinámica" y también abarcando el trabajo de ayuda técnica a George A. Philbrick. La primera serie de amplificadores operacionales de estado sólido modular fueron introducidos por la Corporación de Investigación Burr-Brown e Investigaciones G.A Philbrick Inc. en 1962 [10].

Un amplificador lineal tiene un puerto de entrada y un puerto de salida, donde la señal de salida, V_o , es la señal de entrada, V_i , multiplicada por un factor de ganancia o de amplificación A . La ecuación 1 muestra esta relación:

$$V_o = V_i \times A \quad (1)$$

Dependiendo de la naturaleza de las señales de entrada y de salida, se pueden tener cuatro tipos de ganancia de amplificación:

- Amplificación de Voltaje : voltaje en forma de voltaje
- Amplificación de Corriente : corriente en forma de corriente
- Amplificación de Transresistencia : voltaje de salida / corriente de entrada
- Amplificación de Transconductancia : corriente de salida / voltaje de entrada

La mayoría de los amplificadores operacionales son amplificadores de voltaje. El amplificador operacional es básicamente un amplificador diferencial. Este tiene dos puertos de entrada, uno positivo y uno negativo, y amplifica un voltaje diferencial de entrada,

$V_d = V_p - V_n$, en el puerto de entrada y produce un voltaje, V_o , en el puerto de salida que es referenciado a tierra [11]. La Figura 8 muestra un amplificador diferencial convencional construido con dos transistores de juntura bipolar.

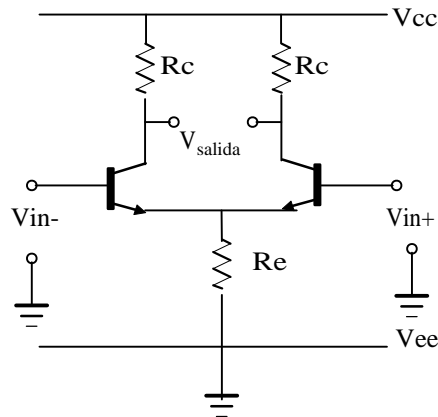


Figura 8: Amplificador Diferencial

El teorema de Thévenin puede ser utilizado para derivar un modelo de un amplificador reduciéndolo a las fuentes de voltaje y resistencias en serie apropiadas. La Figura 9 muestra el equivalente de Thévenin de un circuito de amplificador operacional.

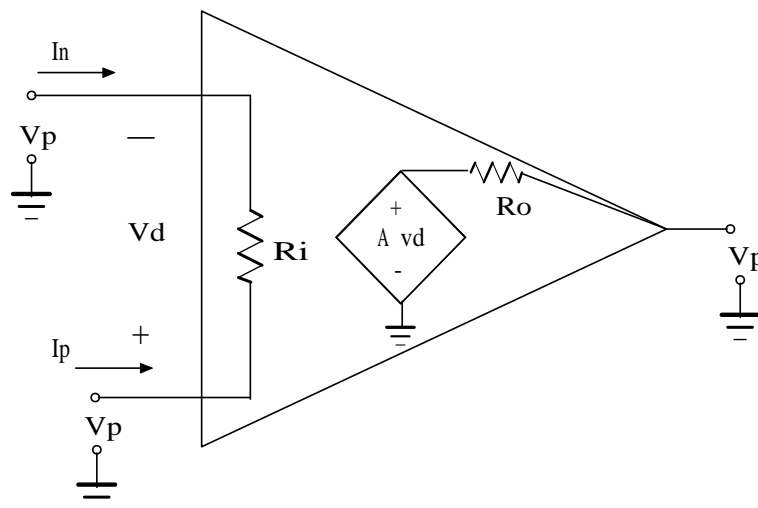


Figura 9: Equivalente Thevenin de un Amplificador Diferencial

2.1.2 El Amplificador Operacional Ideal

El modelo del Amplificador Operacional Ideal fue derivado para simplificar los cálculos del circuito y es comúnmente utilizado en cálculos de aproximación de primer orden. En el modelo ideal se asumen tres simples especificaciones:

- La ganancia es infinita $A = \infty$.
- La resistencia de entrada es infinita $Ri = \infty$.
- La resistencia de salida es cero $Ro = 0$.

De la ecuación 1 obtenemos $Vd = Vo/A$. Como $A = \infty$ entonces $Vd = 0$. Esta es la base del concepto de corto virtual, donde no circula corriente en las entradas del amplificador y el voltaje de entrada es cero [12].

La utilidad general de un amplificador operacional se relaciona practicamente con la realimentación. Hay dos tipos de realimentación en amplificadores: *Realimentación Positiva y Realimentación Negativa*. La realimentación negativa ayuda a disminuir la distorsión generada internamente por los amplificadores, reduce la resistencia de salida y la realimentación positiva brinda la posibilidad de aumentar el ancho de banda del amplificador. El problema fundamenal de la realimentación positiva es que se pueden presentar oscilaciones y volver inestable el amplificador y el circuito en general. [13].

2.1.3 El Amplificador Operacional Real

Las condiciones ideales de ganancia infinita, resistencia de entrada infinita y resistencia de salida cero, que se hacen en el análisis del amplificador operacional ideal no se cumplen en los amplificadores operacionales reales. Se encuentran ciertas limitaciones y características que pueden ser medidas mediante circuitos especiales [14] y deben de ser tenidas en cuenta en cualquier aplicación.

Haciendo un análisis en dc y de ganancia en baja frecuencia, se demuestra que la ganancia es típicamente limitada por una realimentación térmica mas que por las características eléctricas. En el proceso de transmisión de potencia, la etapa de salida del amplificador, disipa internamente unos niveles de potencia parecidos que causan que la temperatura del chip aumente en proporción a esta potencia. Si la constante de realimentación térmica es mayor que la constante de realimentación eléctrica, la ganancia del amplificador de realimentación cambiará de fase por 180° , volviendo la realimentación positiva en negativa. Por esto se debe determinar una "Ganancia máxima utilizable" [15].

A altas frecuencias donde los efectos térmicos pueden ser ignorados, el comportamiento del amplificador operacional es puramente electrónico. Existen resistencias parásitas tanto en la entrada y en la salida del amplificador que generan voltajes indeseados, además debido a que el amplificador operacional real debe de ser polarizado, se inducen también voltajes y corrientes que afectan el desempeño ideal del dispositivo . En este rango el ancho de banda limitado, también ocasiona problemas de linealidad y saturación en el amplificador [14] [16].

Un Circuito equivalente del amplificador operacional real es mostrado en la figura 10 [1](Fig 3.5. pag 54).

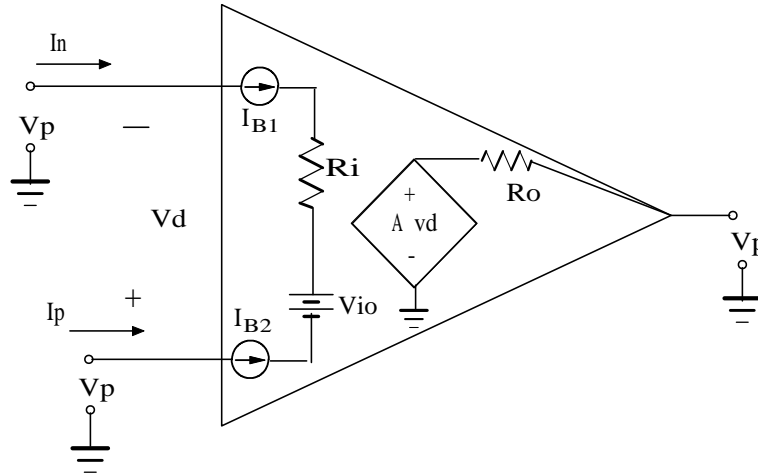


Figura 10: Amplificador Operacional Real

2.1.4 Especificaciones del Amplificador Operacional

En las hojas de especificaciones de los amplificadores operacionales y en todos los análisis, se tienen en cuenta los siguientes parámetros [17]:

RTO Y RTI : Cuando un error es referido a la entrada es *RTI* y cuando es referido a la salida es *RTO*.

Parts Per Million -PPM : Es una forma de especificar errores que son muy pequeños. No tiene dimensiones por lo tanto se debe tomar el error relacionado con algo. En algunos casos, es apropiado comparar con la señal de entrada a plena escala.

Linealidad : La no linealidad es la desviación de una línea recta en la gráfica de salida versus la entrada [18].

$$N. L. = (Salida actual - Salida calculada) \div (rango de salida a plena escala)$$

Existen dos métodos para determinar esta linealidad:

1. "Best straight line"
2. "End Point"

Ganancia en Lazo abierto : La ganancia en lazo abierto se define como la razón de cambio del voltaje de salida al voltaje de error entre las entradas. A bajas frecuencias la Ganancia en Lazo Abierto es constante y a frecuencias altas (mayores a 100MHz) se reduce a una tasa de 6db/octava. La frecuencia donde la ganancia es igual a la unidad se denomina "Ancho de Banda Unitario". La ganancia en lazo abierto cambia con la impedancia de carga, la temperatura ambiente y el voltaje de alimentación. Como regla, la ganancia de lazo abierto no puede cambiar mas de un factor de 10 entre condiciones de carga y sin carga.

Ganancia en Lazo Cerrado: Esta es la ganancia del circuito con realimentación. Está limitada por el ancho de banda. Los parámetros de linealidad, estabilidad de ganancia, impedancia de salida y exactitud de ganancia son factores mejorados por la realimentación. Se traza una línea recta horizontal en la ganancia que se desea para lazo cerrado. Gráficamente, el ancho de banda es el punto en el cual la curva de ganancia de lazo cerrado intercepta la curva de ganancia de lazo abierto. Para un diseño práctico, el diseño actual de un circuito de un amplificador operacional debe ser aproximadamente de $1/10$ a $1/20$ de la ganancia de lazo abierto a una frecuencia dada. Esto asegura que el amplificador operacional funcionará apropiadamente sin distorsión [14]. "Cuando se incrementa la ganancia de voltaje de un circuito de amplificador operacional, el ancho de banda se decrementa" [16].

En la Figura 11 [14](Figura 5) se muestra la respuesta en lazo abierto y lazo cerrado.

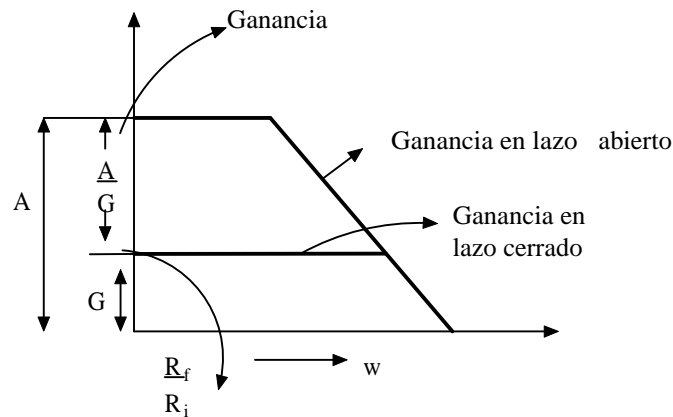


Figura 11: Ganancias en lazo cerrado y lazo abierto

Voltaje y Corriente Máximos de Salida : Es el valor máximo del voltaje de salida que puede obtenerse antes de que ocurra corte de la señal o exceso de no linealidad. La corriente máxima es la corriente garantizada al valor de este voltaje.

Recuperación de Sobrecarga : Se define como el tiempo requerido para que el voltaje de salida vuelva a su estado normal después de condiciones de saturación.

Voltaje de entrada de Offset (Input Offset Voltage) : Es el voltaje DC que genera en la salida del AO debido a la asimetría y otros defectos del circuito interno.

Corriente de Bias de entrada (Input Bias Current): Es la corriente de requerida por las entradas del amplificador para que la primera etapa funcione correctamente. Idealmente estas corrientes son iguales. Estas corrientes generan un error en el voltaje cuanto fluyen a través de las impedancias de la fuente. Se genera un voltaje DC que aparece en serie con el voltaje offset de entrada.

Corriente Offset de Entrada (Input Offset Current): Es la diferencia de las corrientes bias de las entradas inversora y no inversora.

Voltaje de Modo Común(Input Common Mode Voltage): El voltaje que es común en las entradas del amplificador operacional. Es el voltaje en modo común máximo que puede ser aplicado a las entradas para un normal funcionamiento. Este voltaje se supone que debe ser eliminado en la salida del AO ya que este solo acepta voltajes en modo diferencial.

Factor de rechazo en Modo Común : Un amplificador operacional real solo responde a la diferencia de voltaje entre las entradas y no produce ninguna salida para un voltaje en modo común, esto es cuando las entradas están al mismo potencial. El **CMRR** es la razón de amplificación de voltaje diferencial con la amplificación en modo común, A_{dif} / A_{com} . Idealmente es infinito. En los amplificadores operacionales hay tres razones por las cuales no se debe tomar un CMRR en el límite: son caros, es difícil mantenerlos estables eléctricamente y hay ruido que se presenta diferencialmente.

Frecuencia de Ganancia unitaria en Lazo Abierto: También llamada producto ganancia- ancho de banda de unidad, es la frecuencia a la cual la ganancia de lazo abierto se convierte uno o cero dB.

Respuesta máxima de Voltaje (Full Power Response) : Es la frecuencia máxima medida en ganancia unitaria de lazo cerrado, donde se puede obtener el voltaje de salida máximo sin distorsión alguna de una señal sinusoidal con una carga determinada.

Slew Rate : Si un amplificador se satura por la aplicación de un gran pulso u onda cuadrada que tienen un rápido ascenso, la señal de salida no sigue a la señal de entrada inmediatamente. Ella lo hace en rampa como se muestra en la figura 12 [14].

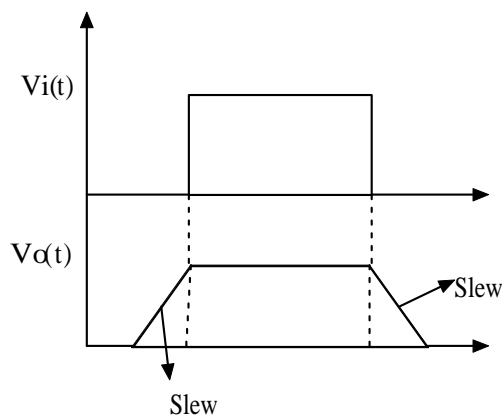


Figura 12: Slew Rate

La Banda ancha de Poder (Power Bandwidth), que es la frecuencia máxima a la cual se puede obtener una onda de salida sin distorsión (usualmente 10V pico), está también

directamente relacionada con el slew rate. Si se aplica una frecuencia mayor a la limitada por el slew rate, el voltaje de salida se distorsiona significativamente.

Amplificadores Rail-to-Rail y Single Rail : "La designación rail-to-rail para indicar que la tensión de elongación permitida es igual a la diferencia de potencial entre las fuentes de polarización, es marca registrada por Motorola Co. Con esto se especifica también un tipo de AO con polarizaciones muy bajas y alta elongación en la entrada y/o en la salida "[16](Pag 98).

Algunos amplificadores operacionales son diseñados para ser operados con un solo voltaje de alimentación (Single Suply). Esto requiere un diseño especial para la etapa de entrada y de salida. Cualquier terminal de alimentación debe estar conectado a tierra [19].

Coefficiente de Temperatura Promedio de la Corriente Offset de Entrada: Este coeficiente es la razón del cambio de la corriente offset de entrada al cambio de temperatura al aire libre. Esto es un promedio del Rango de temperatura especificado.

Coefficiente de Temperatura Promedio del Voltaje offset de Entrada: La razón de cambio del voltaje offset de entrada al cambio a la temperatura al aire libre.

Margen de fase : Es el valor absoluto del desplazamiento de fase en lazo abierto entre la salida y la entrada inversora a la frecuencia a la cual los módulos de la amplificación en lazo abierto es la unidad.

2.2 El Amplificador De Instrumentación

El Amplificador de Instrumentación es utilizado para tomar mediciones en ambientes ruidosos donde la señal de interés es muy difícil de registrar y tienen una alta impedancia de salida. Es ideal para amplificar señales provenientes de transductores como galgas extensiométricas, RTD, electrodos, entre otros.

Un Amplificador de Instrumentación IC, cuyo diagrama esquemático se muestra en la Figura 13, es un bloque de ganancia en lazo cerrado con una entrada diferencial y una salida con respecto a una referencia, cuya ganancia se programa a través de una sola resistencia, que puede ser externa o interna. El diseñador provee una ecuación en la hoja de especificaciones de cada uno de estos circuitos integrados para calcular los valores de resistencia para una ganancia deseada. Estos dispositivos poseen un gran rechazo al modo común con la ventaja de que el CMRR se incrementa directamente proporcional a la ganancia [19] , tienen una alta impedancia de entrada y bajas variaciones con la temperatura. Este amplificador esta provisto de una entrada *Reference* que elimina los problemas de aterrizaje que tienen los amplificadores operacionales convencionales, una entrada *Sense* que es muy útil cuando hay cargas grandes que requieren de una corriente alta. Tiene las mismas especificaciones del amplificador operacional mas la ecuación de la ganancia y el error en la ecuación de la ganancia [20].

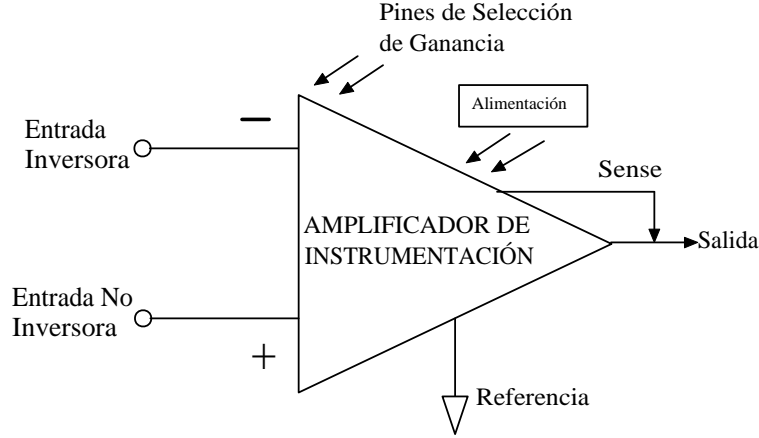


Figura 13: Diagrama esquemático amplificador de instrumentación

Los amplificadores de instrumentación IC pueden utilizar entrada con amplificadores operacionales FET o Bipolar. Los de entrada FET tienen corrientes de bias muy bajas y son buenos para usar con altas impedancias de entrada pero tienen mas bajo CMRR que los amplificadores Bipolares. Esto se manifiesta en la baja linealidad y CMRR para voltajes de entrada grandes, también causan grandes voltajes de offset de entrada [20] [19].

El amplificador de instrumentación puede ser construido por dos etapas de amplificadores operacionales o por tres etapas de estos mismos.

La configuración con dos AO, Figura 14:

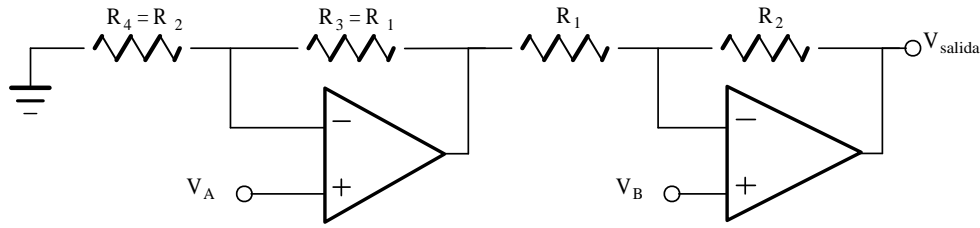


Figura 14: Amplificador de Instrumentación con dos AO

$$V_0 = V_B(1 + \frac{R_2}{R_1}) - V_A(1 + \frac{R_3}{R_4}) \quad (2)$$

Con $R_3 = R_1$ y $R_4 = R_2$

$$V_0 = (V_B - V_A)(1 + \frac{R_2}{R_1}) \quad (3)$$

$$A_D = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

En la configuración clásica de 3 AO mostrada en la Figura 15

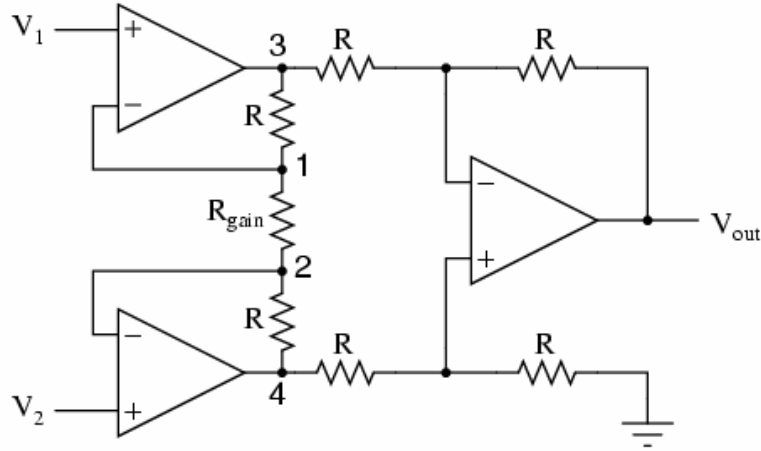


Figura 15: Amplificador de instrumentación con tres AO

El circuito está compuesto por dos partes: El amplificador diferencial en la derecha toma la diferencia de voltaje en los puntos 3 y 4, y lo amplifica. Los seguidores de tensión a la entrada dan la característica de amplificador diferencial con gran impedancia de entrada y ganancia ajustable por medio de R_{gain} [21]. Para que no se generen voltajes de offset indeseados en esta configuración, todas las resistencias deben ser de igual valor. La ecuaciones generales de este voltaje de salida, ecuación 5, y de ganancia, ecuación 6, son:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(1 + 2 \frac{R}{R_{gain}} \right) \quad (5)$$

$$A_v = 1 + 2 \frac{R}{R_{gain}} \quad (6)$$

Algunas veces resulta más económico y satisfactorio usar esta configuración en lugar de usar amplificadores de instrumentación IC, ya que se pueden escoger amplificadores operacionales de muy buen nivel y ajustar los valores de las resistencias para maximizar el CMRR.

2.3 El Amplificador De Aislamiento

Este amplificador provoca un aislamiento eléctrico físico entre la fuente de la señal y los equipos energizados. Cuando no se puede conectar un sensor y un instrumento a la misma referencia de tierra, o cuando se requiere medir un voltaje que no tiene referencia a tierra, se utiliza aislamiento. Con el aislamiento también se rompen todos los lazos de tierra que pueden generar alguna interferencia, como se puede ver en la Figura 16 [22] [23].

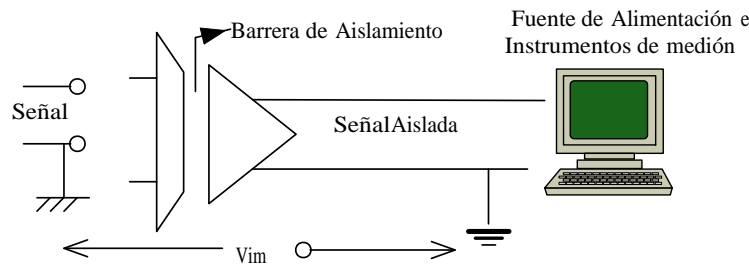


Figura 16: Aislamiento

"Los Amplificadores de aislamiento proveen muchos beneficios. Ellos previenen que altos voltajes alcancen las entradas de voltaje de un instrumento, protegiendo tanto el equipo como la gente que lo opera. Este también remueve los voltajes de modo común de un circuito de medida. Pueden amplificar o atenuar señales de entrada de muchos rangos para crear señales con un rango de voltaje común, y también pueden proveer aislamiento DC para sensores activos"[22]

Básicamente, la señal es modulada para ser posteriormente transmitida por un sistema aislado y luego se vuelve a demodular, proceso que se explica con mas cautela en los tipos de aislamiento.

Los amplificadores de aislamiento también proveen alimentación DC aislada para el sensor. Los convertidores DC-DC contenidos en los amplificadores de aislamiento pueden suplir hasta 15V a 15mA. Otros pueden suplir 5V a 2mA, por lo tanto se debe conocer cuanta potencia necesita el sensor cuando se escoja un amplificador de este tipo. Un esquema interno básico del amplificador de aislamiento se muestra en la Figura 17.

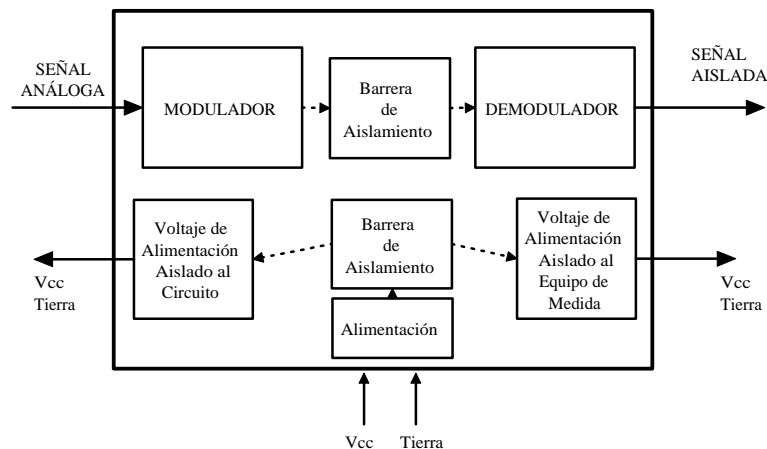


Figura 17: Diagrama interno de un amplificador de aislamiento

2.3.1 Especificaciones de Amplificadores de Aislamiento

Las especificaciones especiales de estos amplificadores son las siguientes [22]:

Voltaje de Trabajo (Working Voltage) :

Se refiere al voltaje a través de la barrera de aislamiento.

Protección de Entrada (Input Protection) :

Típicamente es desde 240V a 300V, y se refiere al voltaje máximo que se puede aplicar a los terminales de entrada del amplificador de aislamiento sin dañar el dispositivo (voltaje en modo normal).

IMV , el voltaje en modo de aislamiento (isolation mode voltage):

Es el voltaje que aparece a través de la barrera de aislamiento entre las entradas comunes y la salidas comunes . Puede aplicar alto voltaje AC al aislamiento común, forzando que corrientes AC traspasen los condensadores de barrera y así adicionando un ruido AC en la salida.

TI, Inmunidad e transitorios (Transient Immunity) :

Es otra especificación que describe la habilidad de un producto de aislamiento de rechazar altos transitorios entre las tierras. En otras palabras, indica la habilidad de rechazar los transitorios de voltaje en modo de aislamiento.

2.3.2 Tipos de Amplificadores de Aislamiento

Los métodos mas usados de aislamiento son:

Mediante Transformadores

Estos son los más usados. Utiliza un transformador para transferir señales sin ninguna conexión. Tienen un elevado IMR (rechazo al voltaje de aislamiento). Una configuración de este sistema de aislamiento se muestra en la Figura 18

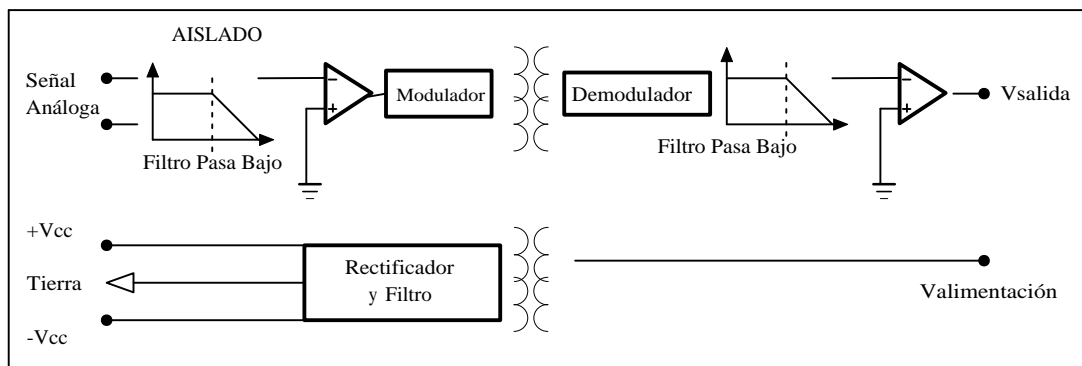


Figura 18: Aislamiento con Transformador

En el lado de la entrada, un filtro pasa bajo remueve los componentes de alta frecuencia. Un amplificador provee luego una impedancia de salida baja, típicamente de 50Ω , al modulador. Pueden utilizar diferentes métodos de modulación. La señal modulada puede entonces pasar a través de la barrera de aislamiento del transformador porque la modulación adiciona componentes AC a la señal de entrada. En el otro lado del transformador, un demodulador y un filtro pasa bajo restaura la señal a su forma original. El filtro remueve componentes de alta frecuencia de la señal demodulada. Finalmente, un amplificador cambia la señal a niveles compatibles con los conversores análogo - digital.

Con Acoplamiento Capacitivo

Son diseñados con una sección de entrada y de salida aislada galvánicamente por un par de condensadores iguales, así como se muestra en la Figura 19

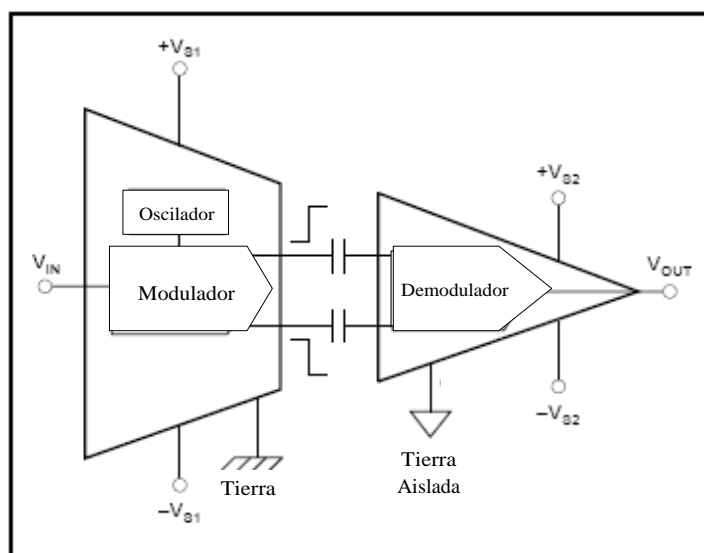


Figura 19: Aislamiento con Condensadores

Un oscilador interno es usado para modular la señal de entrada análoga en una señal digital que es transmitida a través de la barrera de aislamiento. Esta barrera está constituida por un par de condensadores equivalentes construidos dentro de un plástico o en un paquete cerámico. Después de que la señal es transmitida, se demodula de nuevo a señal análoga [24].

Ópticos

Se basa en el funcionamiento de semiconductores fotosensibles. Al polarizar un Led con una fuente de corriente dc, este emite luz. Al este Led estar conectado también con un voltaje o señal de entrada, su intensidad cambia proporcionalmente y esta luz se transmite a un optoacoplador, que es como un fotodiodo, que envía la señal a la salida. Proporciona bajas

pérdidas y un elevado ancho de banda. Es utilizado en instrumentación para frecuencias elevadas (decenas de KHz) y para amplificar señales de AC y DC [25]. Un esquema de como este tipo de aislamiento funciona se muestra en la Figura 20

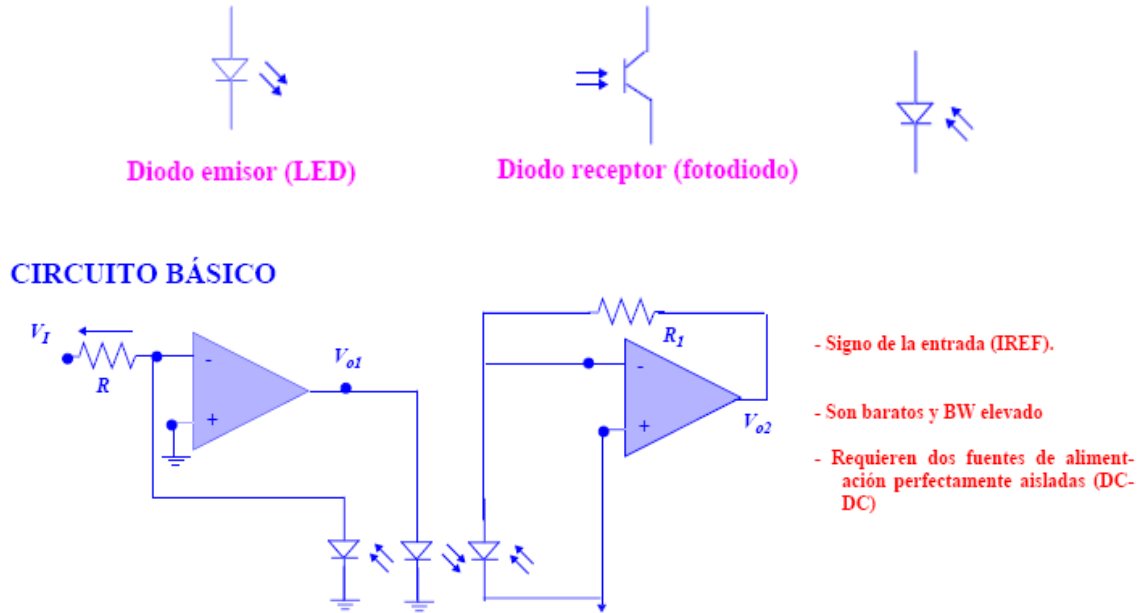


Figura 20: Aislamiento con Optoacopladores

2.4 Ruido en Amplificadores

La respuesta ideal de los amplificadores es degradada debido a señales que se superponen al voltaje diferencial a medir en las entradas inversora y no inversora y se transmiten a través del amplificador hasta la salida. Estas señales, denominadas Ruido o Interferencia, se clasifican dependiendo de su naturaleza y características de amplitud y ancho de banda, por lo general aleatorios y provenientes de resistencias internas y fuentes externas al amplificador. Existen diferentes circuitos y topologías para su medición [26]. Para una adecuada selección del amplificador a utilizar en un circuito de alta precisión, se debe tener en cuenta la cantidad de ruido equivalente total generado, teniendo en cuenta que este aumenta con la ganancia. La figura 10 del amplificador operacional real muestra un modelo equivalente de ruido de voltaje e_n y ruido de corriente i_n típicos en las entradas de los amplificadores y la Figura 21 tomada de [16](Figuras Pag-68) muestra la densidad de voltaje de ruido y de corriente de ruido en función de la frecuencia respectivamente.

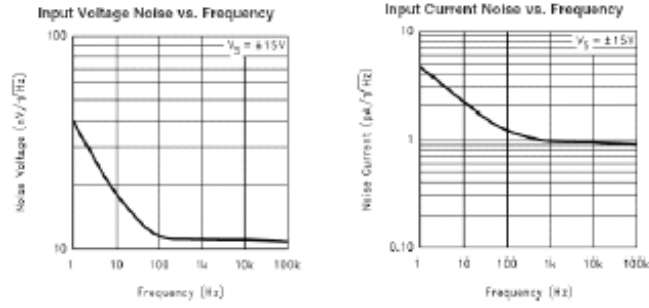


Figura 21: Ruido de entrada de Voltaje y de Corriente

La razón RMS de los valores e_n e i_n es conocido como "*resistencia de ruido característica (characteristic noise resistance)*" en un ancho de banda dado y es útil en la escogencia del amplificador para que concuerde con los niveles de impedancia, o viceversa.

2.4.1 Clasificación del Ruido

Primero hay que diferenciar entre ruido e interferencia.

La Interferencia se refiere a las fuentes externas al circuito que distorsionan la señal original. Algunas fuentes, su magnitud y forma de atenuación son las siguientes:

- Frecuencia de alimentación de $60Hz$: es de $100pA$, se debe usar apantallamiento y prestar atención a los lazos de tierra, esto se cubrirá en capítulos posteriores.
- Frecuencia de $180Hz$ de transformadores saturados: $0.5V$
- Vibración y vibración de los cables: de 10 a $100pA$.
- Protoboard: debe estar limpio y bien aterrizado.
- Radiación: Es transmitido a través del aire a nodos de alta impedancia. También llamado interferencia EMI, puede ser identificado con un dispositivo de radiación o con técnicas de apantallamiento. Este ruido se transmite directamente a la señal y aparecerá en su ancho de banda.

El ruido se refiere al ruido intrínseco en los amplificadores, que se genera en los componentes pasivos y en las entradas FET o bipolares de estos. Dependiendo de su origen y espectro de frecuencias, se clasifican de la siguiente manera [26] [4] :

- **Ruido Johnson** : ruido en las resistencias por la agitación térmica de los electrones. Este ruido esta dado por la ecuación 7:

$$E_{rms} = \sqrt{4KTRB} [V] \quad (7)$$

donde K = es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta en grados Kelvin, R es el valor de la resistencia en ohmios y B es el ancho de banda. A temperatura ambiente obtenemos la ecuación 8:

$$E_{rms} = 0.13\sqrt{RB} [\mu V] \quad (8)$$

Para encontrar el valor de i_n se divide E_{rms} por R .

- **Ruido Schottky** : Aparece cuando la corriente pasa por las junturas de los transistores. La ecuación se da en términos de corriente, ecuación 9:

$$I_n = 5.7 \times 10^{-4} \sqrt{IB} [pA] \quad (9)$$

Para amplificadores de entrada JFET 10

$$I_n = 5.7 \times 10^{-1} \sqrt{IB} [pA] \quad (10)$$

- **Ruido Flicker ($1/f$)**: Se presenta a frecuencias por debajo de los $100Hz$. Se debe a las imperfecciones de las condiciones superficiales de los transistores. La densidad espectral de ruido de este tipo de ruido exhibe típicamente una caída de $-3dB$ por octavo.
- **Ruido Popcorn**: Se presenta especialmente en los circuitos monolíticos integrados. La Figura 22 muestra un ejemplo de este ruido.

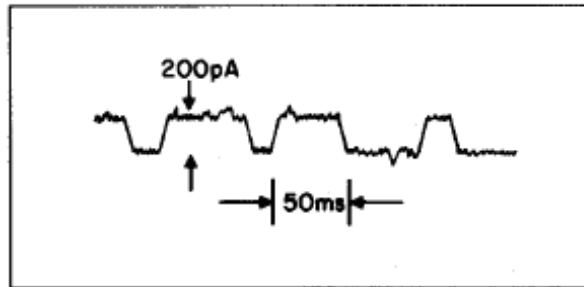


Figura 22: Ruido Popcorn

Además de las clasificaciones anteriores, también se clasifica dependiendo del espectro de frecuencia donde se encuentre:

- **Ruido Blanco (White):** Se denomina así al ruido e_n cuando esta presente en todo el espectro de la frecuencia de interés, ecuación 11.

$$E_n = e_n \sqrt{f_2 - f_1} \quad (11)$$

Como $f_2 - f_1$ definen un ancho de banda, es evidente que los ruido Johnson y Schottky son ruido blanco.

El ruido Blanco Gaussiano es el que existe en todos los componentes de la frecuencia con una distribución Gaussiana.

- **Ruido Rosado (Pink) :** Es ruido $1/f$, lo que significa que no tiene un espectro de frecuencia constante. Su ecuación característica 12:

$$e_n = K \sqrt{\frac{1}{f}} \quad (12)$$

Para frecuencias menores a $1Hz$, este ruido contribuye incrementos iguales de ruido RMS por octavo o cada década del espectro. Cada incremento será $1.52K$ por década o $0.83K$ por octavo, donde $K = e_n$ o i_n a $1Hz$.

- **Ruido Spot:** Este ruido es localizado. Se divide la frecuencia en intervalos muy pequeños y se analiza la señal de ruido presente allí.

El ruido presente en sistemas lineales es en general de tipo Blanco Gaussiano y se puede obtener un equivalente de ruido de salida total con la hoja de especificaciones de los amplificadores. La expresión matemática para el cálculo de este voltaje es la ecuación 13 [27]:

$$V_{on} = \sqrt{[i_{n-} R_{FB}]^2 + [i_{n+} R_p (1 - G)]^2 + [e_n (1 - G)]^2 + 4KT[R_{FB} + R_{FB} G^2 + R_p (1 - G^2)]} \times \sqrt{B} \quad (13)$$

Donde i_{n-} e i_{n+} son las corrientes de ruido en la entrada inversora y no inversora respectivamente, R_{FB} es la resistencia de realimentación en ohmios, R_p es la resistencia en la entrada no inversora, y G es la ganancia. Las otras constantes fueron definidas previamente.

A continuación se definen los de Ancho de Banda B para diferentes tipos de filtros [4]:

1. Paso Bajo de un polo:

$$\frac{1}{4\tau} \quad (14)$$

2. Paso Bajo de dos polos:

$$\frac{1}{4(\tau_1 + \tau_2)} \quad (15)$$

3. Pasa banda:

$$\frac{1}{4\tau_2(1 + \tau_2/\tau_1)} \quad (16)$$

Con $\tau = 1/(2\pi f)$, τ_1 para la frecuencia de corte baja, τ_2 para frecuencia de corte alta.

2.4.1.1 Razón de Señal a Ruido **SNR** (*Signal To Noise Ratio*)

Ahora se puede definir entonces el factor *SNR*. Este factor (*Signal to Noise Ratio*), indica como es la señal con respecto al ruido total en el circuito.

$$SNR_{salida} = \frac{\text{Señal de Salida}}{\text{Ruido Total de Salida}}$$

Este factor puede ser mejorado escogiendo amplificadores operacionales y de instrumentación con bajos valores de e_n e i_n . Se debe considerar además que la realimentación negativa con resistencias disminuye el *SNR*. Por ejemplo, para un circuito no inversor cuya señal de entrada es una onda senoidal [4], Figura 23:

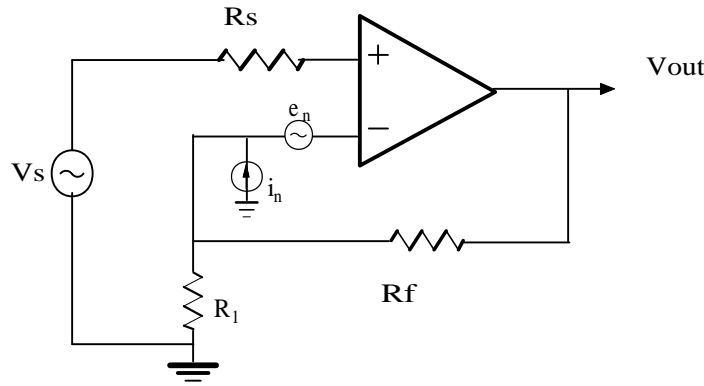


Figura 23: Circuito no inversor con puente de resistencias

La ecuación *SNR* de salida está condicionado por las resistencias de realimentación, $Rf||R1$, por lo que se debe hacer este factor lo mas pequeño posible. También se deben usar resistencias de bajo ruido.

En la evaluación del factor *SNR* para amplificadores conectados en cascada se amplifica cada ruido equivalente de resistencias, de voltaje y de corriente a medida que pasan las etapas. En conclusión el primer amplificador debe tener un nivel de ruido mas bajo que los otros ya que este se amplificara con cada etapa de amplificación extra que se adicione al circuito.

Para amplificadores diferenciales o de instrumentación aparecen dos fuentes de ruido de corriente y de voltaje en cada entrada, pero el *SNR* es inversamente proporcional al *CMRR*, el cual sabemos que es muy alto en este tipo de amplificadores. Así, este factor es muy bueno en este caso cuando la señal entrada es completamente diferencial.

Se recomienda el uso de un Transformador de bajo ruido y de precisión a la salida de la señal para mejorar el SNR y eliminar el ruido Spot, esto se hace siempre y cuando la impedancia del transductor sea muy pequeña (aproximadamente 10Ω), en otro caso no se justifica el uso de este dispositivo. En conclusión, no usaremos transformadores en el acondicionamiento de señales bioeléctricas.

2.4.1.2 Ruido en Amplificadores de Aislamiento

Para los amplificadores de aislamiento hay dos ruidos intrínsecos del dispositivo que conllevan a consecuencias de distorsión considerable de la señal [24]:

- ***Ripple:***

Es generado por la etapa de demodulación para los amplificadores de aislamiento con modulación duty-cycle. Se puede eliminar fácilmente usando un pasa bajo RC o un filtro activo a la salida del amplificador. Algunos amplificadores contienen internamente este filtro, por lo tanto se debe buscar en las hojas de especificaciones de cada uno. Una solución sencilla a este problema es conectar condensadores de $0.1\mu\text{F}$ entre cada uno de los voltajes de salida y tierra.

- ***Ruido Espectral (Spectral Noise):***

Es generado por la variación del tiempo en el proceso de modulación. Puede ser reducido disminuyendo el ancho de banda de la señal, o usando también un filtro pasa bajo a la salida del amplificador. Otra buena técnica para la reducción de estos ruidos, ripple y espectral, es usando una etapa de preamplificación al amplificador de aislamiento.

- ***Ruido de Conducción (Conductive Noise):***

Puede generarse por tres caminos: Las líneas de alimentación, la barrera de aislamiento y entre las tierras de aislamiento.

Para solucionar los problemas de ruido de alimentación (Power Supply Noise) se deben utilizar alimentaciones aisladas. Típicamente se utiliza convertidores DC/DC internamente. Algunas veces no están internamente; se debe hacer la conexión externa o utilizar baterías. En el caso donde el ruido en la línea de alimentación sea menor que el ancho de banda del amplificador de aislamiento, el ruido se manifiesta como un voltaje offset pequeño. La magnitud se presenta en las hojas de datos como PSR (rechazo de alimentación, power supply rejection). Para el ruido de alimentación que es mayor que el ancho de banda del amplificador de aislamiento, se selecciona un convertidor DC/DC cuya frecuencia de switcheo sea igual o por lo menos muy cercana a la frecuencia del oscilador de modulación/demodulación. Para aquellos amplificadores que tengan modulación voltaje a frecuencia, se utiliza un diseño by-pass que ayude a reducir el ruido generado por la frecuencia de switcheo del convertidor DC/DC.

Los filtros tanque o pi pasoalto y pasobajo RC y LC ayudan a aislar dispositivos del ruido de alimentación. El circuito LC provee más filtrado, especialmente a altas frecuencias, pero la frecuencia de resonancia de la red puede amplificar bajas frecuencias. Si una resistencia es conectada en serie con el inductor, esta frecuencia puede ser atenuada.

En el Anexo 1 se muestran los problemas y las respectivas soluciones sobre el aterrizaje además del desacople adecuado en los amplificadores.

CAPÍTULO 3

Acondicionamiento de Señales Bioeléctricas

3.1 Estándares Para La Adquisición de Señales Bioeléctricas

Algunas de las entidades más importantes que regulan los procedimientos y equipos para la medición de señales bioeléctricas tanto para la protección de los pacientes y la buena calidad de los registros son:

IEC: International Electrotechnical Committee.

ANSI: American National Standards Institute.

AAMI: Association Advancement of Medical Instrumentation.

AHA: American Heart Association.

BSI: British Standards Institute.

ISEK: Internacional Society of Electrophysiological Kinesiology.

Algunos códigos y estándares importantes son:

- IEC: International Electrotechnical Comitee.
- NFPA 99: Standards for Health Care Facilities.
- ANSI/AAMI ES1-1993: Safe Current Limits for Electromedical Apparatus.
- BS 5724: Electrical Safety of Medical Equipment.

Algunas de las especificaciones más importantes se definen a continuación:

- *Earth leakage current (Corriente de interferencia de tierra)*: Es la corriente que fluye normalmente entre el conductor de tierra de una pieza aterrizada protegida.
- *Enclosure Leakage current (Corriente de interferencia de malla)*: Es la corriente que fluye por una parte conductora a la tierra a través de un conductor diferente al de tierra de protección.

- *Patient Leakage current (Corriente de interferencia del Paciente)*: Es la corriente que fluye a través del paciente conectado a una parte eléctrica.
- *The patient auxiliary current (La corriente auxiliar del paciente)*: Se define como la corriente que fluiría normalmente entre el paciente conectado a una parte eléctrica que no produce un efecto fisiológico.

3.1.1 Estándares para ECG

Un resumen de los requerimientos de un ECG según los estándares de la ANSI - AAMI EC11-1991 [28]:

- *Rango Dinámico de Entrada (Input Dynamic Range)*:

+/-5mV de señal y tolerancia para offsets dc de +/-300mV.
- *Exactitud en la Ganancia (Gain Accuracy)* :

+/- 5% para selecciones de control de ganancia de 20mm/mV, 10mm/mV y 5mm/mV.
- *Error del sistema (System Error)*:

Para señales de entrada limitadas a +/-5mV y un *Slew Rate* de 125mV/s, el error máximo permitido es +/-10%.
- *Respuesta en la Frecuencia (Frequency Response)*:

Caracterizado relativo a la respuesta de 10Hz de un número de señales de prueba. AHA recomienda un ancho de banda de 0.05Hz a 100Hz (+0.5dB,-3dB).
- *Respuesta al pulso (Step Response)*:

El dispositivo debe responder a un impulso de 10mm, con un sobresalto (*overshoot*) permitido de 10% y una constante de tiempo de decaída $\geq 3s$ en la medición de los primeros 320ms.

- *Impedancia de entrada:*

Una impedancia de entrada de una sola entrada(single ended) de por lo menos $2Mohms$ a 10Hz es requerida.

- *Corrientes Directas:*

$0.2mA$ en todas las conexiones de los electrodos del paciente.

- *Ruido del sistema:*

$40mV$ cuando todas las entradas están conectadas juntas.

- *Corrientes de riesgo del Paciente:*

$10mA$ en el evento de fallas de la red de alimentación principal.

Los estándares de la IEC difieren un poco con los de la ANSI y se especifican mejor. Un ejemplo de la IEC601-2-25 (1993) para ECG:

- *Corrientes de interferencia del Paciente (Patient leakage currents):*

$10\mu A$. Bajo condiciones de falla simple este puede alcanzar hasta $50mA$.

- *Corrientes de interferencia de Tierra (Earth leakage currents):*

$500\mu A$ desde la alimentación a la tierra a través del aislamiento bajo condiciones normales de operación.

- *Corriente Enclaustrada (Enclosure current):*

$100\mu A$ desde cualquier parte asequible al operador o al paciente.

- *Aislamiento:*

$>3500Vac$ entre el paciente y el toma principal del dispositivo.

El equipo debe ser clasificado como cuerpo protegido (BF) o cardiaco protegido (CF). CF significa que el equipo podría estar conectado directamente al corazón.

- *Voltaje offset dc:*
+/-300mV máximo
- *Respuesta en Frecuencia:*
0.05-300Hz
- *Filtro paso Alto:*
0.05 y 0.5Hz de selección en software
- *Filtro paso Bajo:*
40, 100, 300Hz de selección en software.
- *Sensibilidad:*
2.44mV
- *CMRR:*
>110dB a 50/60 Hz.

3.1.2 Estándares para EMG

Para señales EMG las especificaciones mínimas para el registro según la Sociedad Internacional de kinesiología Electrofisiológica (Internacional Society of Electrophysiological Kinesiology) [29] son:

- *Impedancia de entrada:*
> $10^{10}\Omega$ en DC y > 10^8 a 100Hz.
- *Ganancia de amplificación:*
200 - 100.000 $\pm 10\%$ en incrementos discretos.
- *No linealidad en la ganancia:*
 $\leq \pm 2.5\%$
- *Estabilidad en la ganancia:*
Las variaciones deben ser de 5%/año.
- *CMRR:*
>90dB A 60Hz.

- *Respuesta en Frecuencia:*
1-3000Hz medido a -3dB.
- *Corriente de bias de entrada:*
< 50nA
- *Aislamiento:*
≤ μA de corriente de *leakage* medida entre el paciente y tierra.
- *Ruido:*
< 5 μV RMS medido con una resistencia de alimentación de 100k Ω

3.1.3 Estándares para EEG

Estos estándares están definidos en la norma 10-20.

3.2 Electrodos

Mediante el uso de transductores como electrodos, el potencial iónico se puede convertir en potencial eléctrico que puede ser medido por instrumentación electrónica convencional. Muchos de los problemas asociados a la amplificación de señales bioeléctricas son debido al comportamiento de los electrodos ya que una alta impedancia de interfaz electrodo-electrolito-piel causan distorsión, además de adicionar una componente DC que interfiere con la señal de interés. Su impedancia de polarización varía de valores altos a bajas frecuencias a valores bajos a altas frecuencias. Este hecho es una de las razones para usar amplificadores de alta impedancia pues no dejan que la señal se distorsione [30]. Otro problema de los electrodos es que disminuyen el CMRR del sistema global. Para la eliminación de la línea base se dispone un filtro pasa alto con frecuencia de corte muy baja, de 0.1Hz, a la salida del amplificador de instrumentación.

La impedancia piel/electrodo depende de muchos factores y solo se puede sacar un estimado de su valor, el cual debe ser menor a 10k Ω , y ésta se puede modelar con resistencias, capacitancias y fuentes de voltaje [31] y puede ser medida por sistemas microcontrolados como los mostrados en la referencia [32] con el objeto de que el operador sepa si los valores medidos son apropiados o no. El electrodo entonces se reemplaza. El uso de gel ayuda a reducir la impedancia de la interfase y ayuda a adherir los electrodos en su lugar. Algunas veces, un proceso de pelar la piel es utilizado para mejorar la impedancia de contacto, pero esto puede causar irritación, infecciones y dolor. La impedancia límite del electrodo es 86.5k Ω . Por debajo de este valor la impedancia del electrodo no necesita ser considerada en la respuesta de transferencia del amplificador seguidor del amplificador de instrumentación [33]. El límite mas bajo de ruido en la medición de señales bioeléctricas es determinado por el ruido térmico de la impedancia de los electrodos, pero éste puede ser reducido con el número de electrodos y su disposición,

esto se demuestra en la referencia [34].

3.2.1 Disposición de electrodos para ECG

La disposición de los electrodos para el ECG está condicionado por el sistema de las doce derivaciones y por el triángulo de Eithoven [35]. Estos se muestran a continuación, Figura 24 y Figura 25.

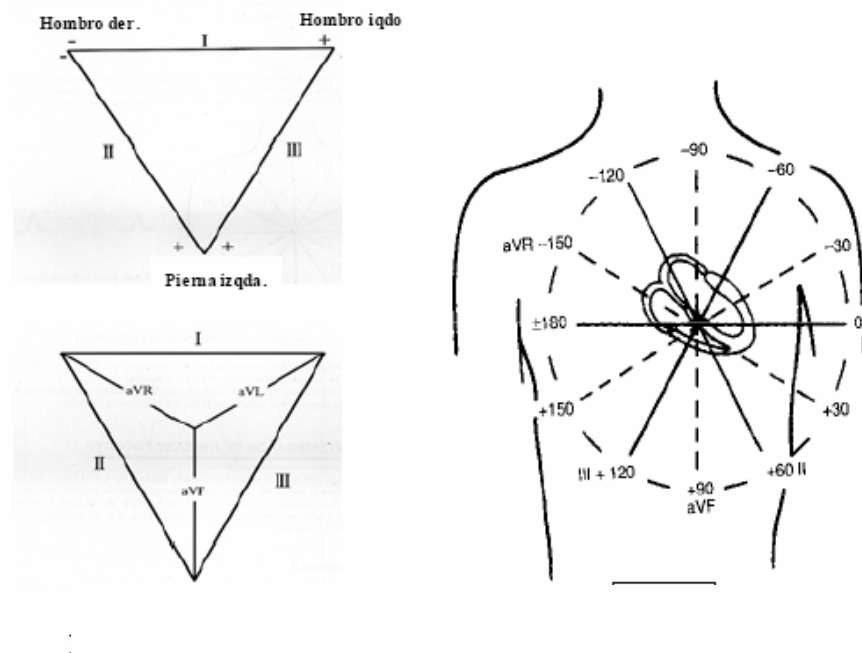


Figura 24: Triángulo de Eithoven. Tomada de [35]

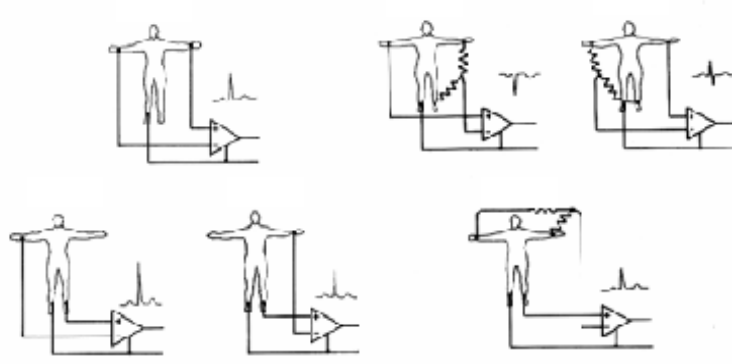


Figura 25: Derivaciones Electrocardiográficas. Tomada de [35]

3.2.2 Disposición de electrodos para EMG

Esta disposición se hace según la norma **SENIAM** (*Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment of Muscles*) [36]. Aquí se recomienda que los electrodos se localicen con una distacia entre el centro de ellos de $20mm$. Cuando el músculo sea pequeño la interdistancia no debe exceder $1/4$ de la longitud del músculo. Para los músculos de los Biceps en particular se recomienda:

- El electrodo de referencia en la muñeca.
- El brazo en ángulo recto amortiguando el codo en la mano libre

Este se muestra en la figura 26

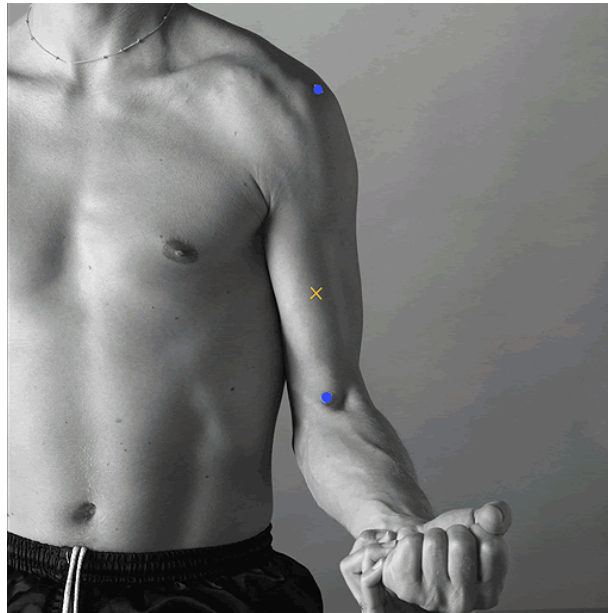


Figura 26: Localización de electrodos para los Biceps

3.2.3 Disposición de electrodos para EEG

Un esquema completo del posicionamiento de electrodos para señales EEG según normas 10-20 se muestra en la figura 27[37]:

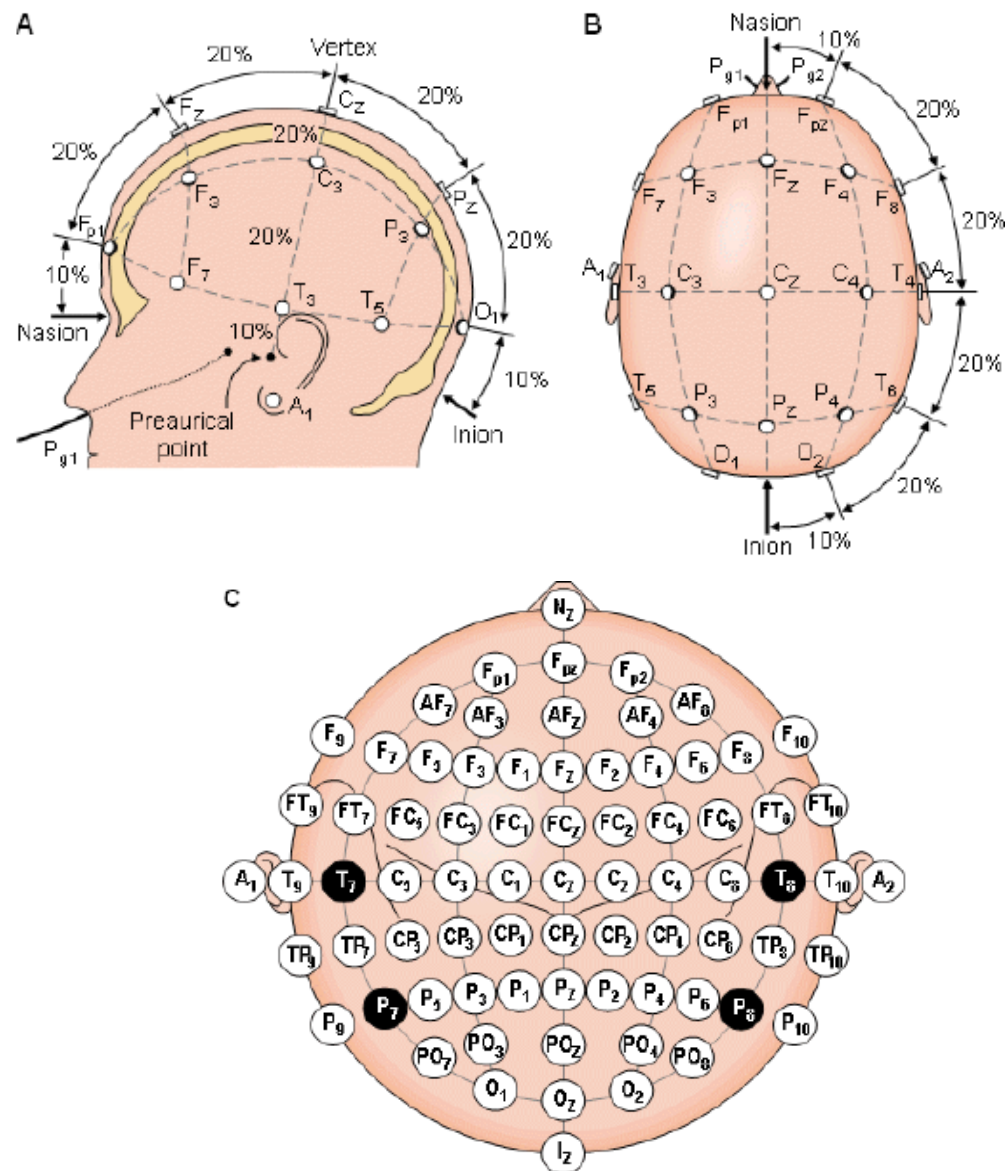


Figura 27: Localización de electrodos para EEG según norma 10-20

3.2.4 Clase de electrodos

Electrodos de cloruro de plata (Silver-Silver Chloride):

Es conocido por producir el más bajo y más estable potencial de junta. Se adhieren a la piel y necesitan de gel.

Electrodo de oro:

Son grandes conductores y no se mueven fácilmente. Son utilizados en EEG. Hay unos tipos que son diseñados para que se puedan adherir en forma segura al cuero cabelludo. Se pueden diseñar con un tubo interno para que el gel conductor se pueda aplicar a través de él. La desventaja de utilizar este tipo de electrodo en lugar de los de cloruro de plata-plata es que son mucho más caros, tienen potenciales de junta más grandes y son muy susceptibles a los artefactos. Por otro lado, estos mantienen una baja impedancia, no se mueven fácilmente y son reutilizables.

Electrodo polímero conductor:

Son hechos de un material que es conductor y adhesivo a su vez. No necesita gel y material adhesivo adicional. No son buenos para mediciones de bajo ruido por su alta resistividad. Sin embargo, cuando el nivel de la señal es alto y cuando se minimiza la interferencia restringiendo al sujeto de movimiento, estos electrodo ofrecen una buena y económica solución.

Electrodo de metal o carbón:

Los electrodo de metal ya no se usan tan frecuentemente ya que los polímeros y de carbón son de mayor calidad y de fácil disponibilidad. La ventaja de estos es que son baratos y reutilizables. Los electrodo de carbón tienen una resistividad muy alta y son más ruidosos y más susceptible a interferencias, pero son económicos, flexibles y reutilizables.

Electrodo de aguja:

Se utilizan cuando es absolutamente necesario medir un órgano en específico. La aplicación más común es para la medición de músculos o fibras musculares. Son de uso sólo para aplicaciones de investigación especializada y supervisada.

Electrodo de base Nasicon:

NASICON es un material cerámico con una muy alta conductividad. Los tiempos de medida son rápidos. Son reutilizables y tienen un periodo de vida largo. No necesita gel electrolítico y se limpian fácilmente. Se obtienen resultados muy buenos, iguales a los del Ag-AgCl. Un problema es que generan un ruido interface/piel considerablemente alto [38] [39].

Electrodo activo:

Para señales EEG. Son electrodo activo miniatura integrados en un cable. Tienen amplificadores en el sitio de medida que mejoran la calidad de los registros. Esto

amplificadores son localizados dentro del cable. Tienen una ganancia de 100dB. Son de bajo ruido ($0.15\mu V$) y alto CMRR(115dB a 50Hz), alta impedancia (1014ohm) y con filtro pasa banda de 10kHz [40].

3.3 Amplificación

Para eliminar el ruido e interferencia se utilizan las técnicas de puesta a tierra y apantallamiento descrita en el Apéndice 1. En resumen, para la eliminación de las interferencias que se pueden presentar en las señales bioeléctricas se deben seguir las siguientes recomendaciones:

1. Debido a que el nivel de la señal de interferencia es mucho mayor que los de las señales bioeléctrica se debe usar un amplificador diferencial con un CMRR e impedancia de entrada altos para disminuir la interferencia diferencial debida a la red y evitar la distorsión del biopotencial. Todos estos requisitos los cumple el amplificador de instrumentación.
2. Conexión de un tercer electrodo entre el paciente y masa por medio de circuito de *Driven right leg circuit* que permite el cierre de las corrientes de polarización del amplificador como se explicó anteriormente en la parte de aterrizado de sensores. Además de ayudar al funcionamiento del sistema, este electrodo también disminuye la interferencia de modo común.
3. Utilización de conductores apantallados en los cables de los electrodos al equipo de medida con las debidas conexiones a tierra. Esto disminuye las corrientes producidas por las capacitancias parásitas entre los cables y la red eléctrica (Apéndice A)
4. Para disminuir la interferencia magnética se trenzan los cables de los electrodos.
5. El paciente debe estar completamente relajado y en reposo para evitar la interferencia de otros potenciales bioeléctricos presentes en el organismo y se usan filtros con frecuencias de corte con los rangos de la señal bioeléctrica de interés.
6. Utilizar componentes electrónicos activos y pasivos con el menor nivel de ruido posible.

En la referencia [41] se propone un amplificador de instrumentación con la configuración de dos amplificadores operacionales ya que aunque no tiene tan buenas características en cuanto al CMRR como el de tres AO, su simplicidad en la construcción y altos valores de ganancia se considera como una buena opción. Con respecto a los amplificadores monolíticos la ventaja es que son mas flexibles para este tipo de eventos bioeléctricos puesto que es mas fácil suprimir las entradas DC y adaptarlos para el diseño de medidas multicanales. Otra ventaja con la que se cuenta es el buen producto del ancho de banda *GPB* (*Gain Bandwidth Product*). Para solucionar problemas en la respuesta a la salida de

este amplificador, se añaden a la configuración básica un filtro pasa alto y un integrador a la referencia, Figura 28.

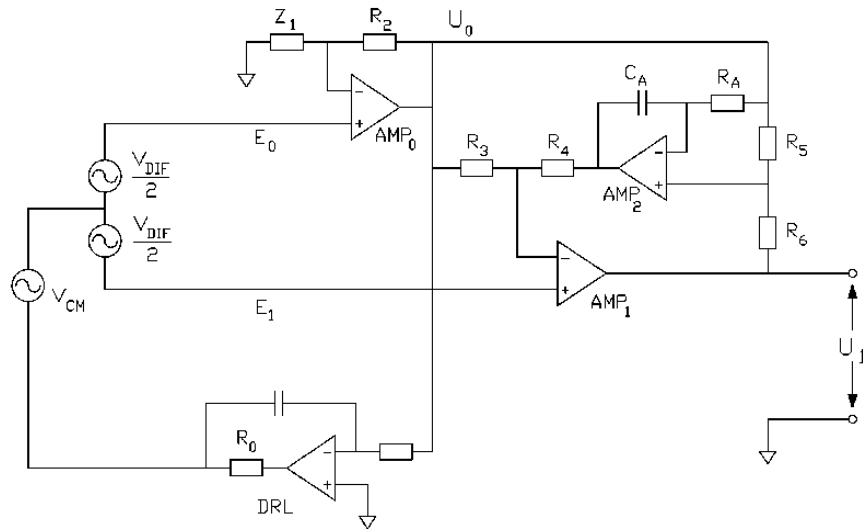


Figura 28: Amplificador de instrumentación con dos amplificadores operacionales para señales bioeléctricas

Para que la ganancia en modo común de este amplificador modificado sea cero:

$$\frac{Z_1}{R_2} = \frac{R_4 R_5 + R_3 R_6 + R_4 R_6}{R_3 R_5} \quad (17)$$

Donde GBP_1 es el producto de ganancia de ancho de banda de AMP_1 .

El circuito *DRL* (*Driven Right Legt*) es usado como una referencia entre la señal fuente y el punto común del amplificador. Sin una referencia, las corrientes de bias en el amplificador pueden causar que el voltaje del sensor crezca o disminuya refiriéndose a la tierra análoga del amplificador. Se genera así un voltaje de modo común que puede exceder los niveles que el amplificador es capaz de rechazar. El voltaje U_o se pasa por el circuito al potencial del punto común del amplificador. Este circuito también actúa como protección al paciente limitando la corriente máxima haciendo que ésta circule por el electrodo de tierra a un nivel seguro. Todos los circuitos de amplificación deben tener un circuito DRL.

A pesar que los resultados mostrados en este documento fueron positivos, Fuchs[42] y Bruce[43] comprobaron que este amplificador presenta resultados no satisfactorios y se predicen problemas adicionales con la saturación del amplificador debido a la interferencia DC.

Catrysse [44] propone el amplificador mostrado en la Figura 29. Éste soluciona los problemas asociados con la alta impedancia electrodo/piel. Esta compuesto de un amplificador de instrumentación con una etapa de entrada *bootstrapped*. La realimentación de la entrada bootstrapped garantiza una impedancia de entrada alta, que esta dada por la ecuación:

$$Z_{in} \approx R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 C \quad (20)$$

El ruido causado por la interferencia de modo común se elimina pero el ruido por movimiento (motion artifact) todavía se presenta en la señal.

Se seleccionaron los siguientes valores para los componentes: $R_1 = R_2 = 1 \text{ Mohm}$ y $C = 1 \mu\text{F}$.

El CMRR del amplificador completo es aproximadamente igual al CMRR del amplificador de instrumentación.

Amplificadores apropiados para acondicionamiento de señales bioeléctricas:

A continuación en la tabla 1 se muestran los diferentes amplificadores existentes en el mercado diseñados exclusivamente para el acondicionamiento de las señales bioeléctricas. Compañías como Texas Instruments y Analog Devices han desarrollado diferentes prototipos de amplificadores que cumplen con los requerimientos propios para la medición de biopotenciales y han llegado a obtener características supremamente buenas y exactas en cuanto a CMRR, ruido, amplificación, GPB, etc.

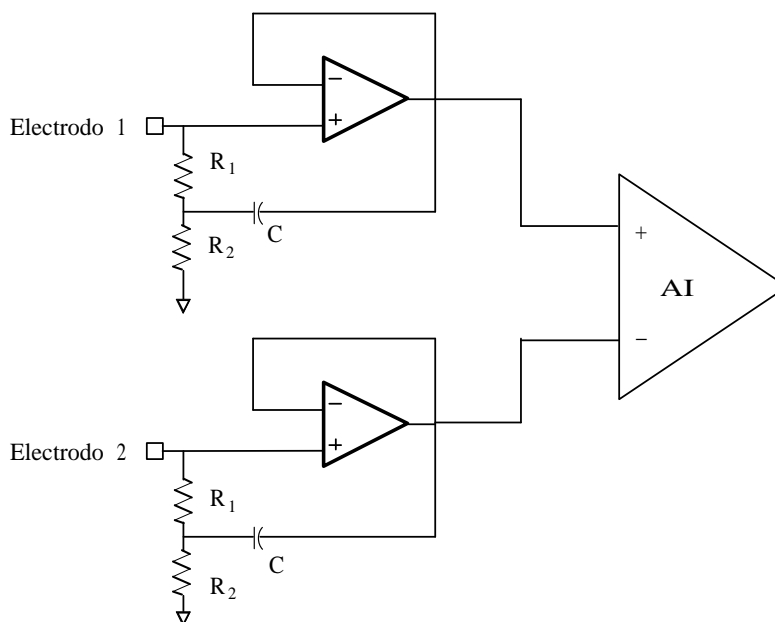


Figura 29: Amplificador de Instrumentación con entradas bootstrapped

Referencia	Tipo de Amplificador	Compañía	Especificaciones
INA326	Instrumentación	Texas Instruments	Alimentación Simple, 110db CMRR a $G=100$, $100\mu V$ max offset, MSOP
INA321	Instrumentación	Texas Instruments	Alimentación Simple, 94db CMRR a $G=100$, $500\mu V$ max offset, MSOP
INA128	Instrumentación	Texas Instruments	Alimentación Dual, 120db CMRR, $50\mu V$ max offset, 5 nA max de corriente de bias, $700\mu V$
INA118	Instrumentación	Texas Instruments	Alimentación Dual, 110db CMRR, $50\mu V$ max offset, 5 nA max de corriente de bias, $350\mu V$
INA121	Instrumentación	Texas Instruments	Alimentación Dual, 106db CMRR, $200\mu V$ max offset, 4 pA max de corriente de bias
AD620	Instrumentación	Analog Devices	Alimentación Dual, CMRR= 90db con $G= 1$ y CMRR=130db con $G= 1000$, $15\mu V$ max offset, 0.5 nA max de corriente de bias
AD621	Instrumentación	Analog Devices	Alimentación Dual, CMRR= 90db con $G= 1$ y CMRR=130db con $G= 1000$, $15\mu V$ max offset, 0.5 nA max de corriente de bias, Resistencia interna de ganancia
OPA335	Operacional	Texas Instruments	Alimentación Simple, $5\mu V$ max offset, $350\mu A$ max corriente de alimentación
OPA336	Operacional	Texas Instruments	Alimentación Simple, $125\mu V$ max offset, $35\mu A$ max corriente de alimentación
			Alimentación DUAL, Dos AO

En las referencias [45] y [46] muestran algunos diseños de adquisición ECG usando específicamente algunos de estos amplificadores.

3.4 Filtrado

3.4.1 Filtros Análogos

Se debe tener en cuenta que los filtros análogos con elementos pasivos son más adecuados para altas frecuencias y alta potencia. Para bajas potencias y bajas frecuencias los filtros activos análogos, compuestos por el arreglo de amplificadores operacionales y transistores, son la mejor opción.

Los parámetros básicos requeridos para diseñar específicamente un tipo de filtro son:

- Frecuencia de Corte: Frecuencia a la cual el filtro va a presentar el rechazo de las frecuencias indeseadas.
- Rizado de Pasabanda: La respuesta no ideal de los filtros presenta un rizado en su frecuencia de pasabanda.
- Rizado de Parabanda: Los filtros no ideales dejan pasar algunas frecuencias después de la frecuencia de corte.
- Frecuencia de parabanda
- Frecuencia de pasabanda

Estas especificaciones se muestran en la figura 30. Dependiendo de que tan exigentes sean estas especificaciones se determina tanto el orden del filtro como también la aproximación a usarse en el diseño. Algunas veces, en lugar de determinar el orden del filtro, se define en su lugar el factor de calidad Q , que es:

- Para filtros pasa banda

$$Q = \frac{fm}{f_2 - f_1} \quad (21)$$

donde fm es la frecuencia media del pasabanda.

- Para filtros pasa alto y pasa bajo

$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (22)$$

La ecuación característica de los filtros pasa bajo es:

$$A_i = \frac{A_o}{\prod(1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (23)$$

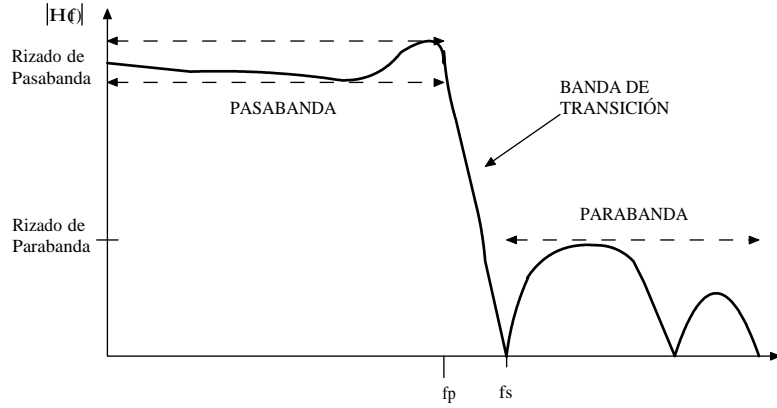


Figura 30: Especificaciones de los filtros

La ecuación característica de los filtros pasa alto es:

$$A_i = \frac{A_o}{\prod(1 + \frac{a_i}{s} + \frac{b_i}{s^2})} \quad (24)$$

Los coeficientes a_i y b_i se calculan según el tipo de aproximación que se desee, ya sea *Butterworth*, *Chevyshev*, *Bessel*, etc. La aproximación Butterworth es la que presenta la respuesta con menos rizado pasabanda y parabanda, el tipo Chebyshev normal tiene una banda de transición mas angosta pero presenta un rizado en el pasabanda que se soluciona con la aproximación mejorada Chebyshev II donde disminuye en cierto grado este rizado pero no con tan buena precisión como el Butterworth. El filtro Bessel tiene buena amplitud en el pasabanda debido a una transición de fase lineal. Existen otras aproximaciones como la tipo Elíptico y Gaussiano que son similares al tipo Bessel [47]. Ya que para las señales bioeléctricas el filtrado se hace primordialmente para eliminar interferencias y ruido en bandas de frecuencias muy cercanas a las frecuencias de interés, y además deseamos que la señal original sea distorsionada en el menor grado posible, la opción de usar filtros tipo Butterworth es muy conveniente ya que ésta es la que presenta mejor característica tanto en rizado como en banda de transición. Los coeficientes de la aproximación butterworth y chevyshev se muestran en el Anexo 2.

Para las aplicaciones bioeléctricas, las resistencias deben estar en el rango de $1K\Omega$ hasta $100K\Omega$ y deben ser de precisión con el fin de permitir que las corrientes de alimentación de los amplificadores circulen normalmente y también evitar ruido de resistencias (*Ruido Johnson*). Los condensadores pueden variar desde $1nF$ a varios μF ; condensadores con valores más bajos de $1nF$ pueden inducir capacitancias parásitas, además deben ser cerámicos o de policarbonato, no se deben usar electrolíticos ni de tantalio.

Para la elección de los amplificadores se debe tener en cuenta el *GPB* ya que se presenta un comportamiento diferente a altas frecuencias [48], sin embargo para el caso de señales bioeléctricas, cuyos componentes de interés solo se encuentran en los cientos

de Hertz, esta característica no es tan relevante. Se debe tener más en cuenta buenas características de *Slew Rate* y de bajo ruido.

Las topologías más usadas y conocidas para la construcción de filtros son: Sallen-Key, Realimentación Múltiple, State Variable y Bicuadrática. Para filtros de orden mayores a 2, se diseña con varias etapas en cascada de una de estas topologías y de un filtro activo de orden uno en caso de ser de orden impar, esto debido a que al aumentar el orden las impedancias de acople se vuelven más sensibles y difíciles de conseguir y los filtros no presentan buenas respuestas. En el proyecto se diseñó con la topología Sallen Key ya que ésta es la que usa menos componentes y por consiguiente induce menos ruido al sistema, es menos robusta y de fácil diseño [49].

A la hora de diseñar filtros de orden superiores a dos además de lo anterior, se debe tener en cuenta también que es mejor poner las etapas con menor Q antes que las que tengan este valor mayor, esto brinda mayor precisión en la frecuencia de corte y además evita que las señales se corten cerca de esta frecuencia.

3.4.1.1 Filtro activo de orden uno

[50] La configuración de un filtro activo de primer orden se muestra a continuación:

1. *Pasa Bajo*

31

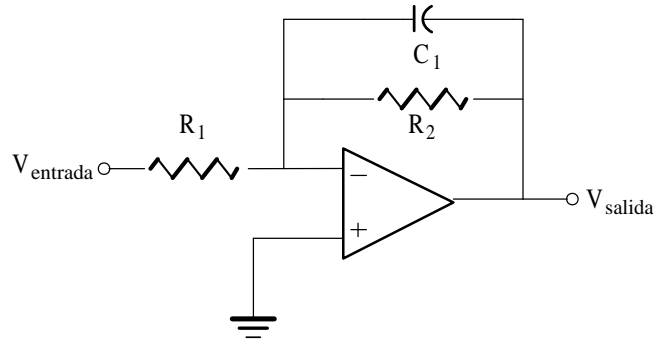


Figura 31: Filtro inversor de orden uno

Aquí $b_1 = 0$; $a_1 = W_c R_2 C_1$; $A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$, por consiguiente la función de transferencia es:

$$A_i = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + W_c R_2 C_1 s} \quad (25)$$

2. *Pasa Alto* La función de transferencia es:

$$A_i = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{W_c R_2 C_1 s}} \quad (26)$$

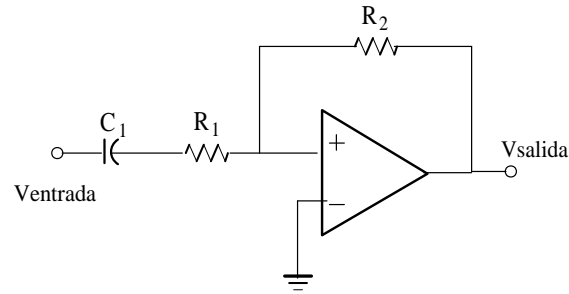


Figura 32: Filtro Pasa alto Inversor de Primer orden

3.4.1.2 Configuración Sallen Key

La configuración de un filtro activo de orden dos tipo Sallen-key se muestra a continuación:

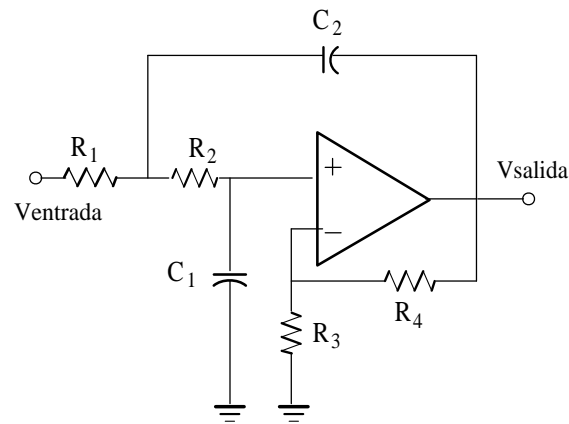
1. *Pasa Bajo*

Figura 33: Filtro Sallen-Key Pasa bajo

La función de transferencia de este circuito es:

$$A_i = \frac{A_o}{1 + W_c[C_1(R_1 + R_2) + (1 + A_o)R_1C_2]s + W_c^2R_1R_2C_1C_2s^2} \quad (27)$$

$$A_o = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

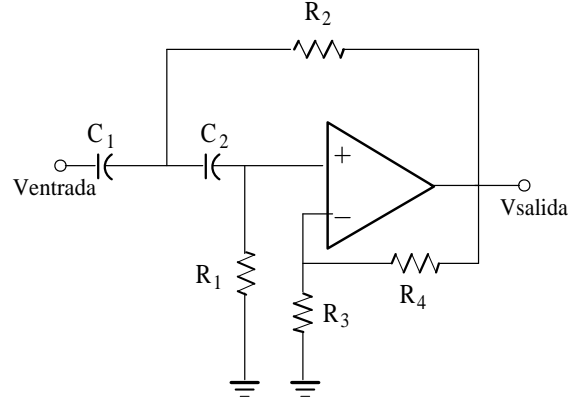
2. *Pasa Alto*

Figura 34: Filtro Sallen-Key Pasa alto

Para facilitar los cálculos y la elección de los componentes se puede hacer $C_1 = C_2 = C$, así la función de transferencia es la siguiente:

$$A_i = \frac{A_o}{1 + \frac{2}{W_c C R_1 s} + \frac{1}{W_c^2 R_1 R_2 C^2 s^2}} \quad (28)$$

Para los filtros Pasa Banda se conectan en cascada un filtro pasa alto y un filtro pasa bajo, entonces si se conecta un filtro pasa bajo Sallen-Key de segundo orden con uno igual pasa alto entonces se obtiene un filtro pasabanda de cuarto orden [50].

Para simplificar los cálculos de los componentes de los filtros Sallen-Key, se podría decir que R_2 y C_2 fueran factores de R_1 y C_1 respectivamente, pero se pueden presentar problemas con el factor de calidad Q llegando a ser infinito o tomando valores negativos volviendo inestable el filtro. Una solución a esto es volver la ganancia $A_o = 1$, pero siguen existiendo los mismos problemas. La simplificación con la que no existe relación entre la frecuencia de corte y el factor de calidad, es hacer las resistencias y los condensadores de igual valor. Aún hay que tener cuidado con el factor de calidad, pues éste dependería de la ganancia exclusivamente, si ésta llegase a ser igual o mayor que 3, se podrían presentar de igual forma que con las demás simplificaciones problemas de inestabilidad [48].

Los amplificadores operacionales usados en los filtros para la adquisición fueron los **OP295** y **OP270**. La razón más relevante para la escogencia de estos amplificadores fué su baja corriente de alimentación (del orden de μA), ya que el amplificador de aislamiento **AD210** sólo puede proveer $\pm 5mA$ al circuito de acondicionamiento; solamente el amplificador de instrumentación requiere una corriente de alimentación del orden de miliamperios. Además también poseen buenas características de *Slew Rate* y *voltaje de offset*. En el Anexo 3 se muestra el circuito de acondicionamiento usando filtros Sallen-key.

3.4.1.3 Filtros Universales

Los filtros universales son filtros activos, ya que son circuitos integrados que vienen internamente configurados como una combinación de amplificadores operacionales y transistores, dispuestos de tal forma que con sólo conectar externamente a sus pines componentes pasivos como resistencias y condensadores se puede obtener un filtro. Existen diversos modos de conexión, y con cada uno de ellos se puede obtener un tipo de filtro diferente, ya sea pasa bajo, pasa alto, pasa banda o notch, ya sea al mismo tiempo o de forma separada, pero todos ellos con la misma frecuencia de corte. En el caso del filtro universal **MF10**, se disponen de dos lados separados, es decir se pueden implementar dos filtros diferentes con un sólo circuito integrado, cada filtro es de orden 2 y si se desea se pueden conectar en cascada ambos filtros dando como resultado final un filtro de orden 4 [51] [52].

La frecuencia de corte de los filtros universales se configuran en base a una frecuencia de reloj.

El MF10 cuenta con los siguientes pines:

- LP, BP, AP/N/HP = las salidas pasa bajo, pasa banda, all-pass/notch/pasa alto de segundo orden.
- INV = la entrada inversora de los amplificadores
- S1 = la entrada de la señal para los filtros all-pass. Si esta entrada no se usa debe conectarse a tierra.
- $S_{A/B}$ = Este pin activa un switch a una de las salidas del amplificador dependiendo de si éste pin se conecta a tierra o a la salida del filtro pasa bajo; esto con el fin de poder realizar los diferentes modos de conexión.
- V_A^+ , V_A^- = alimentación análoga
- V_D^+ , V_D^- = alimentación digital
- Lsh = Level shift pin. Brinda diferentes niveles del reloj. Especial cuidado se debe tener cuando se utilice alimentación simple en lugar de alimentación dual.
- CLKA, CLKB = entradas de reloj para cada uno de los lados.
- 50/100/CL = este pin conectado a V_A^+ se obtiene un ratio de reloj a frecuencia de filtro de 50:1, si está conectado a la tierra análoga éste ratio es de 100:1. Al conectarlo a V_A^- se vuelve un limitador de corriente y no se realiza ningún filtro.
- AGND = pin de tierra análoga. Va conectado a la tierra del sistema.

El modo de conexión mas usado es el modo 3, ya que con esta conexión se obtienen todos los tipos de filtros, además de ser uno de los más sencillos de diseñar. El diagrama esquemático de éste modo de conexión para un filtro pasa banda, usando el lado *A* como filtro pasa bajo y el lado *B* como filtro pasa alto, se muestra en la figura 35

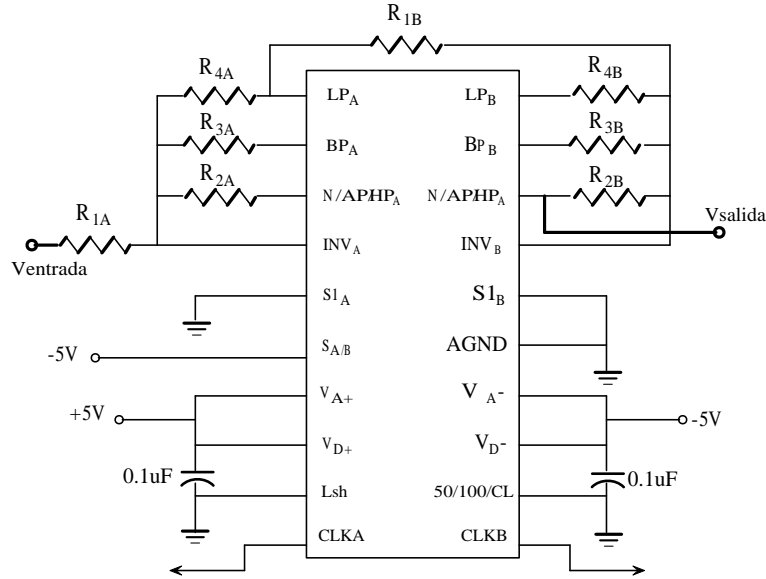


Figura 35: Filtro Pasa Banda con MF10 en modo 3

Los condensadores son de desacople. Las ecuaciones de diseño en éste modo se describen a continuación:

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (29)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4} \frac{R_3}{R_2}} \quad (30)$$

$$H_{oHP} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (31)$$

$$H_{oLP} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (32)$$

$$H_{oBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (33)$$

$$(34)$$

Aquí H_o es la ganancia del filtro.

En el proyecto se diseñó un filtro pasa banda con el **MF10** en el modo 3 para probarlo en señales ECG, con frecuencias de corte de $1Hz$ en el lado A y $150Hz$ en el lado B . Para obtener éstas frecuencias se usaron frecuencias de reloj de $100Hz$ y $10kHz$ respectivamente. Se usó la aproximación Butterworth, $Q = 0.707$, por las razones explicadas anteriormente y además para poder hacer la comparación con los filtro análogos Sallen-key. La ganancia total del pasabanda fué ajustada a 4, $H_{oLP} = 2$ y $H_{oHP} = 2$. Para las frecuencias de reloj se usó un circuito de reloj con el integrado 555.

Se debe tener cuidado con el montaje de este circuito al acomodar las frecuencias de reloj para las frecuencias de corte, pues los valores de las resistencias pueden ser muy diferentes dependiendo de la frecuencia de reloj que se utilice y por tanto puede haber problemas de acople de impedancia.

El problema con éste filtro es que consume demasiada corriente, el MF10 requiere de una corriente de alimentación de $20mA$ y a éste valor se le suman las corrientes de los integrados 555 y del amplificadores de instrumentación. Recordando que el AD210 sólo supe $5mA$, éstas corrientes son muy altas para realizar el aislamiento. Una solución parcial fué usar dos amplificadores de aislamiento AD210, uno para la amplificación y el otro para el filtro, sin embargo las corrientes siguen siendo demasiado altas y los AD210 se calientan muchísimo.

3.4.2 Filtros digitales

Proceso de Muestreo

Sea $x(t)$ una señal análoga en el dominio del tiempo. Para esta señal ser digitalizada, se genera una secuencia de datos de ella en los instantes t de muestreo que se realizan con un periodo T_s . Para esto la señal análoga es multiplicada por un tren infinito de pulsos o función δ y produce una secuencia numérica periódica en la salida, $x(n)$, llamada función en tiempo discreto.

Teorema del Muestreo, Teorema de Nyquist

La frecuencia de muestreo f_s debe ser al menos dos veces más la frecuencia máxima de la señal f_{max} con el fin de prevenir "*Aliasing*". El fenómeno de Aliasing cambia la frecuencia real de la señal.

$$f_s \geq 2f_{max} \quad (35)$$

Ya que los filtros pasa bajo ideales no son físicamente realizables, la frecuencia de muestreo debe ser 3 o 5 veces más que f_{max} .

Para estas señales ser analizadas se necesita conocer sus características en el dominio de la frecuencia, donde la transformada Z es la herramienta matemática para cumplir dicho objetivo.

$$Z \{x(n)\} = X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}$$

La respuesta en la frecuencia de un sistema puede ser definida en términos de la función de transferencia en el dominio de z haciendo $z = e^{j\Omega}$, donde Ω es la frecuencia de la señal digital. Esta respuesta en frecuencia está delimitada igual por el criterio de Nyquist, por lo que se consideran los límites de la frecuencia digital Ω :

$$\Omega = \omega n T_s = 2\pi n T_s$$

$$0 \leq \Omega \leq \pi$$

3.4.2.1 Filtros IIR

Los filtros IIR, respuesta infinita al impulso, son llamados así por que presentan un infinito número de términos cuando se les aplica un impulso. El diseño de estos filtros se basa en usar las características de los filtros análogos en los filtros digitales. Se toma la función de transferencia del filtro análogo en el dominio de s y luego se pasa al dominio de z , o sea al dominio digital. Los filtros IIR son sistemas causales, es decir que trabajan en tiempo real, y su función de transferencia se muestra en la ecuación 36 donde los a y b son los coeficientes del filtro. El orden del filtro es el máximo entre los valores de m y n . Su causalidad y su estabilidad está determinada por la ubicación de los polos y los ceros respecto a un círculo unidad en el plano z [53].

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}} \quad (36)$$

Cuando la función de transferencia no contiene ceros en el numerador se dice que es un *filtro autorregresivo*, de otra forma se dice que es un *filtro arma*. Existen diferentes métodos para diseñar estos filtros en el dominio de z a partir del dominio de s , entre ellos: Impulso invariante (*Impulse invariant design*), Pulso invariante (*Step invariant design*), Transformación Bilineal (*Bilinear transformation*) [53].

3.4.2.2 Diseño de Impulso Invariante

En éste diseño se saca la transformada inversa de Laplace a la función de transferencia del filtro análogo y luego se discretiza; $t = nT$. Como resultado de éstas operaciones, se tiene una función en el dominio de z equivalente así:

$$H(s) = \frac{1}{s + a} \rightarrow H(z) = \frac{1}{1 - e^{-aT} z^{-1}} \quad (37)$$

Para funciones de transferencia de segundo orden, el equivalente puede ser usado, ya que el factor cuadrático puede dividirse en dos factores de orden uno y la función puede ser luego representado como la suma de dos términos.

3.4.2.3 Diseño de Pulso Invariante

Éste diseño es casi igual que el anterior, solamente que antes de aplicar la transformada inversa de Laplace, se debe multiplicar la función de transferencia por la función pulso $1/s$. La respuesta en el dominio de z se llama $G(z)$. Para obtener $H(z)$:

$$H(z) = G(z)(1 - z^{-1}) \quad (38)$$

3.4.2.4 Transformación Bilineal

Para respuestas de altas frecuencias se presentan problemas de inestabilidad, ya que se presentan valores por fuera del círculo unidad. También se presentan problemas de límite de banda de la señal de entrada y la frecuencia de muestreo, es decir aliasing. El método *Transformación Bilinear* reemplaza s por:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}$$

Donde T_s es el periodo de muestreo. Así se reorientan los polos de la función haciendo siempre que el sistema sea estable.

Para que este filtro IIR funcione correctamente, se recomienda:

- Implementar el filtro como factores cuadráticos en cascada. Esto brinda mayor control en la estabilidad del filtro.
- La frecuencia de muestreo de adquisición de la señal debe ser la misma para la frecuencia de muestreo a implementar en el filtro.

3.4.2.5 Cálculo de los filtros IIR con Matlab

1. Se definen las características que se desean del filtro:
 - δ_1 - rizado del pasabanda
 - δ_2 - rizado del parabanda
 - f_p - frecuencia límite de pasabanda
 - f_s - frecuencia límite de parabanda
2. Se define la frecuencia de Nyquist como la frecuencia normalizada, es decir $f_N = 1$.
3. Con base a la frecuencia de Nyquist se normalizan las frecuencias de los límites pasabanda y parabanda.
4. Se determina el orden y la frecuencia de corte normalizada con la función de Matlab específica para el tipo de filtro a usarse (Butterworth, Chevyshev, Elíptico, etc.).
5. Se hallan respectivamente los coeficientes del filtro.
6. Finalmente, para aplicar el filtro a la señal de entrada, se usa la función *filter*. En casos en que no se requiera filtrar la señal en tiempo real, la función *filtfilt* funciona mucho mejor, es un filtro bidireccional que no permite que haya deformaciones de la señal.

Estructura Lattice

Una estructura IIR que permite que se filtre en tiempo real y no haya deformación de la señal es la llamada *Allpass lattice*. Su función de transferencia es:

$$H(z) = \frac{1}{2} [1 + A(z)] \quad (39)$$

donde

$$A(z) = \frac{a_1 + a_2 z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_2 z^{-1} + a_1 z^{-2}} \quad (40)$$

Aquí $a_1 = k_2$ y $a_2 = k_1(1 + k_2)$, con:

$$k_1 = -\cos(w_0) \quad (41)$$

$$k_2 = \frac{1 - \tan(\Omega/2)}{1 + \tan(\Omega/2)} \quad (42)$$

w_0 es la frecuencia notch digital y ésta es igual a cero para la remoción de la línea base. Ω es la frecuencia de corte normalizada con la frecuencia de muestreo f_s , $\Omega = 2\pi f_c/f_s$.

3.4.2.6 Filtros FIR

Los filtro FIR, respuesta finita al impulso, a diferencia de los IIR si presentan un número de terminos finitos cuando se les aplica un impulso y además no están basados en las aproximaciones de los filtros análogos. Siempre son estables, realizables y proveen una respuesta de fase lineal bajo condiciones específicas, el problema es que tiene un costo computacional mas alto que el IIR y además desplaza la señal original.

Su ecuación característica se muestra en la ecuación 43 donde n es el orden del filtro y los b_k son los coeficientes.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot x(n - k) \quad (43)$$

La salida también puede expresarse como la convolución de la señal de entrada $x(n)$ con la respuesta al impulso $h(n)$ y aplicandole la transformada z se obtiene:

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k z^{-k} \quad (44)$$

La respuesta en la frecuencia de un filtro FIR es periódica y su periodo es la frecuencia de muestreo.

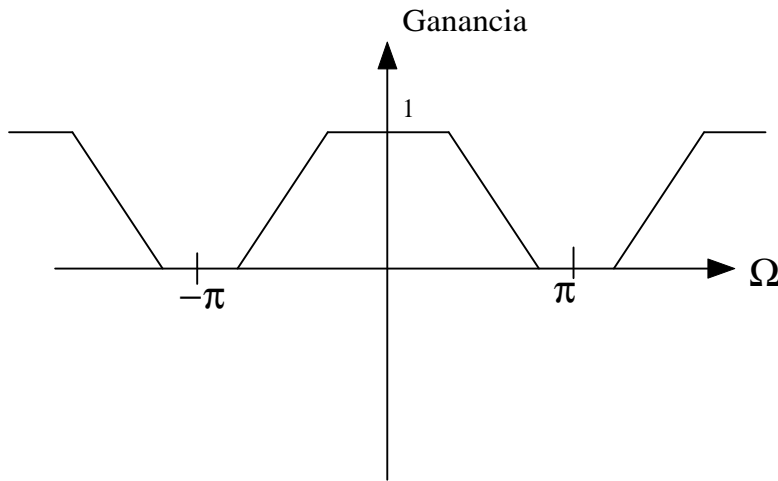


Figura 36: Respuesta periódica en la frecuencia

El número de coeficientes para describir la función sería infinito, pero para poder diseñar el filtro los coeficientes se limitan a $-M \leq n \leq M$, con éstos valores, el número de coeficientes es $N = 2M + 1$.

$$N = \frac{w_{parabanda} - w_{pasabanda}}{fs} \quad (45)$$

Al hacer este corte, se pierden características del filtro, por tanto existen técnicas de ventanas que ayudan a que el filtro se diseñe de acuerdo a las especificaciones deseadas de rizados y frecuencias de corte. Se debe tener en cuenta que el término "*orden de filtro*" se refiere al tamaño del filtro. *Orden* en filtros FIR se refiere al número de coeficientes de la respuesta al impulso. La *longitud* del FIR es uno más que el orden.

Para poder diseñar toda clase de filtros, sin tener limitaciones, se deben tener coeficientes simétricos $h(n) = h(-n)$ y longitud impar. Las demás combinaciones de coeficientes y longitudes tienen restricciones pero que al tenerlas en cuenta pueden ser consideradas como buenas opciones en algunos diseños.

Los coeficientes ideales del filtro FIR, con $\tau = \frac{N-1}{2}$ y

$$\Omega_c = \frac{w_{parabanda} - w_{pasabanda}}{2fs}$$

siendo fs la frecuencia de muestreo, se hallan con las siguientes ecuaciones:

1. Filtro Pasa Bajo

$$h_{LP}(n) = \begin{cases} \frac{\text{sen}[(n-\tau)\Omega_c]}{(n-\tau)\pi} & \text{Para } n \neq \tau \\ \Omega_c/\pi & \text{Para } n = \tau \end{cases}$$

2. Filtro Pasa Alto

$$h_{HP}(n) = \begin{cases} \frac{\text{sen}[(n-\tau)\pi] - \text{sen}[(n-\tau)\Omega_c]}{(n-\tau)\pi} & \text{Para } n \neq \tau \\ \frac{\pi - \Omega_c}{\pi} & \text{Para } n = \tau \end{cases}$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, 2M$$

3. Filtro Pasa Banda

$$h_{BP}(n) = \begin{cases} \frac{\text{sen}[(n-\tau)\Omega_{c2}] - \text{sen}[(n-\tau)\Omega_{c1}]}{(n-\tau)\pi} & \text{Para } n \neq \tau \\ \frac{\Omega_{c2} - \Omega_{c1}}{\pi} & \text{Para } n = \tau \end{cases}$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, 2M$$

4. Filtro Para Banda

$$h_{SP}(n) = \begin{cases} \frac{\text{sen}[(n-\tau)\pi] - \text{sen}[(n-\tau)\Omega_{c2}] + \text{sen}[(n-\tau)\Omega_{c1}]}{(n-\tau)\pi} & \text{Para } n \neq \tau \\ \frac{\pi - \Omega_{c2} + \Omega_{c1}}{\pi} & \text{Para } n = \tau \end{cases}$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, 2M$$

Éste tipo de truncamiento es rectangular y tiene problemas en la respuesta en frecuencia, por lo tanto éstos coeficientes ideales de deben multiplicar por factores llamadas ventanas para mejorar las características del filtro. Existen diferentes ventanas que realizan esta función en diferentes maneras, entre ellas están: Ventana de Barlett, Ventana de Von Hann, Ventana de Hamming, Ventana de Blackman, Ventana de Kaiser y Muestreo en frecuencia.

Ventana de Hamming

$$w_{hamm}(n) = w_{hamm}(-n) = 0.54 - 0.46 \cdot \cos\left(\frac{\pi[M-n]}{M}\right) \quad (46)$$

$n = 0, 1, \dots, M$

Ventana Kaiser

$$w_{kais}(n) = w_{kais}(-n) = \frac{I_0\left[\beta\sqrt{1 - \left(\frac{2n}{M}\right)^2}\right]}{I_0(\beta)} \quad (47)$$

$n=0, 1, \dots, M$

La ventana Kaiser usa un valor de β , determinado por la función de Bessel modificada, para que haya un control de equivalencia entre el *roll off* de la banda de transición de la ventana y la atenuación de banda de parada *stopband*. Este valor de β varía de 3 a 9, y depende de los rizados deseados en el filtro:

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(A - 8.7) & \text{Para } A > 50 \\ 0.5842(A - 21)^{0.4} + 0.7886(A - 21) & \text{Para } 21 \leq A \leq 51 \\ 0 & \text{Para } A < 21 \end{cases}$$

Donde A es el rizado más grande de las banda expresada en decibelios:

$$A = -20\log(\min[\delta p, \delta s]) \quad (48)$$

Además, para esta ventana la longitud del filtro N se determina así :

$$N = \begin{cases} \frac{(A-7.95)}{2.285 \cdot \Delta\Omega} & \text{Para } A > 21 \\ \frac{5.734}{\Delta\Omega} & \text{Para } A < 21 \end{cases}$$

Con $\Delta\Omega = |w_{parabanda} - w_{pasabanda}| / fs$

Este filtro sin embargo presenta un rizado decreciente en la banda de atenuación (*stopband*), y para solucionarlo es necesario implementar el algoritmo de *Parks-McClellan* (PM). Este algoritmo utiliza un técnica llamada *Algoritmo de Intercambio de Remez* que minimiza el máximo error en el rizado que puede ocurrir. El algoritmo PM no siempre brinda la mejor opción y además pueden ocurrir problemas de iteración. Por tanto, el

método de Kaiser es el mejor de todas las opciones.

Cálculo de los filtros FIR con Matlab

1. Defino valores para frecuencias de pasabanda, parabanda y rizados.
2. Determino el orden del filtro, es decir la longitud del filtro con la ventana que se desee usar. Este orden es solo una aproximación, si este no cumple con las especificaciones se va incrementando de uno en uno hasta lograr la respuesta deseada. Si se sale de los límites de longitud, entonces se reduce en uno la primera aproximación. Pueden ocurrir problemas con frecuencias de corte cerca a cero y a la frecuencia de Nyquist.
3. Con la función *fir1* se determinan los coeficientes del filtro.
4. Aplico el filtro a la señal. Para que no hayan problemas con el retraso de la señal en el tiempo, se puede usar la función *filtfilt* de Matlab, sin embargo solo se puede hacer en pruebas que no sean en tiempo real.

3.4.2.7 Ventajas y Desventajas FIR e IIR

Los filtros IIR proveen una alta selectividad para un orden particular, además de que su diseño no requiere iteración alguna. Brinda precisión en la ganancia y en la frecuencia de corte. La desventaja de este tipo de filtros es que posee características de fase no lineales, es decir que la fase no es lineal con la frecuencia, y posible inestabilidad.

Los filtros FIR tienen una respuesta de fase lineal y siempre son estables. Sus desventajas se refieren al costo computacional, pues son de orden mayor que los IIR y requiere métodos de iteración.

CAPÍTULO 4

Análisis de Resultados

Para el análisis de las señales bioeléctricas adquiridas se calculó el índice de correlación y la relación señal a ruido (SNR). Las ecuaciones para hallar éstos índices son [54]:

$$CC = \frac{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^N (x[k] - \mu_x)(\hat{x}[k] - \mu_{\hat{x}})}{\sigma_x \sigma_{\hat{x}}} \quad (49)$$

$$SNR = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N x[k]^2}{\sum_{k=1}^N (\hat{x}[k] - x[k])^2}} \quad (50)$$

Con:

N = número de datos de la muestra de la señal

$x[k]$ = Muestra de la señal original

μ = Media de la señal

$\hat{x}[k]$ = Muestra de la señal filtrada

σ = Desviación estándar.

El índice de correlación indica la relación existente entre la señal reconstruida y la señal original. Ésta relación debe ser pequeña.

El SNR es la relación entre la potencia del ruido y la señal. Un valor alto de éste indicador muestra un buen funcionamiento del filtro.

A continuación se muestran las señales adquiridas y posteriormente se hace el análisis correspondiente.

4.0.3 Acondicionamiento con Filtros Análogos

Como se había dicho antes, los filtros análogos usados fueron filtros pasabanda con topología Sallen-Kay y de orden 4, con una ganancia general de 1000.

4.0.3.1 Señal ECG

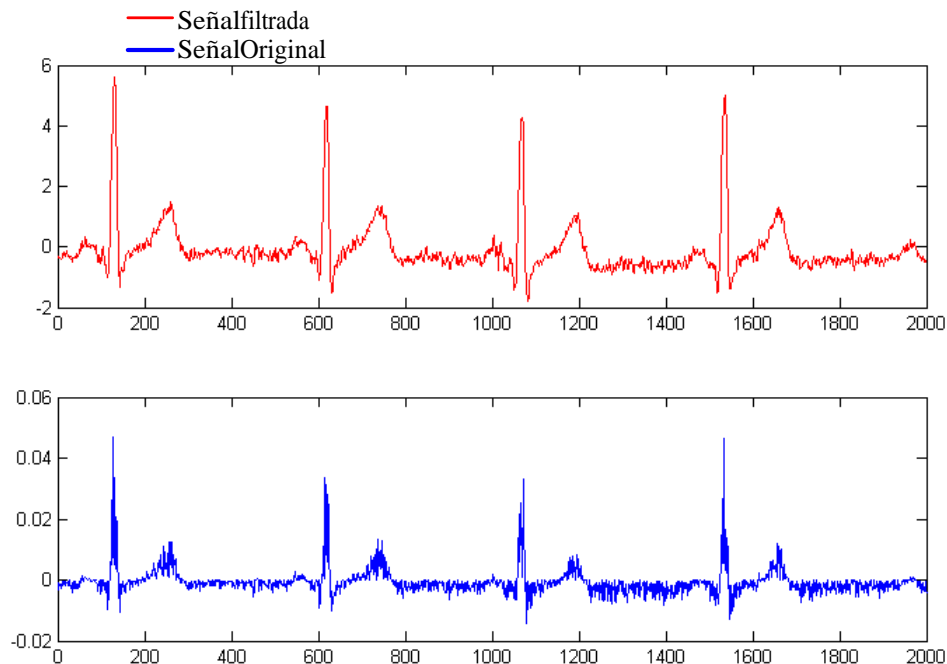


Figura 37: Señal filtrada y señal original ECG

CC	TIPO DE FILTRO
0.862369283	Sallen-Key orden 4

Tabla 2: Valores CC para Filtros Análogos Pasa Banda ECG

Se puede observar la amplificación de la señal con la ganancia total de 1000. Los filtros análogos Sallen-Key eliminaron en un alto porcentaje el ruido y la línea base. El índice de correlación es alto lo que demuestra que la señal no fue distorsionada en un alto porcentaje. La relación señal a ruido SNR no se halla debido al filtro pasa alto que se aplicó.

4.0.3.2 Señal EMG

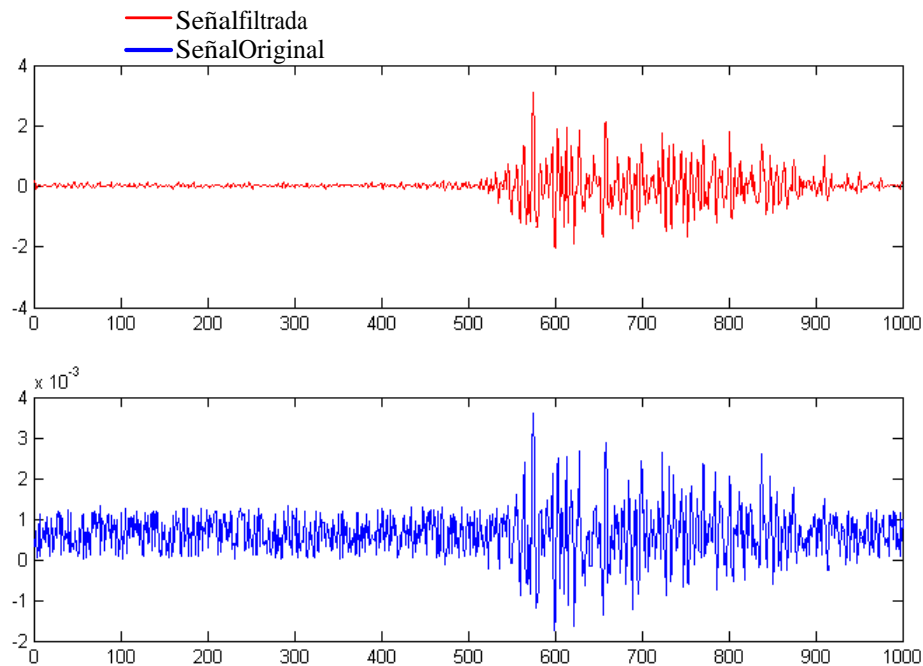


Figura 38: Señal filtrada y señal original EMG

CC	TIPO DE FILTRO
0.789680434	Sallen-Key orden 4

Tabla 3: Valores CC para Filtros Análogos Pasa Banda EMG

Igual que con la señal ECG se redujo en un gran porcentaje el ruido y la línea base. El índice de correlación es también bueno.

4.0.3.3 Señal EEG

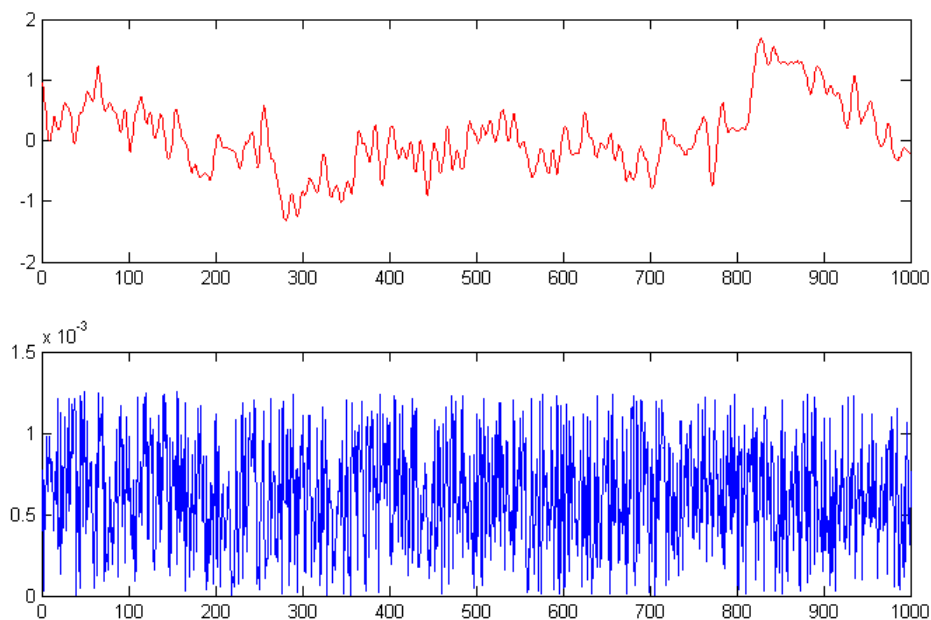


Figura 39: Señal filtrada y señal original EEG

CC	TIPO DE FILTRO
0.033125366	Sallen-Key orden 4

Tabla 4: Valores CC para Filtros Análogos Pasa Banda EMG

Esta señal presenta un muy bajo índice de correlación debido a que la señal es tan pequeña y a la salida de los electrodos (*señal original*) no se puede apreciar la característica de ésta. La señal filtrada muestra muy bien la señal EEG pero se deben usar técnicas de filtrado digital avanzadas para el análisis de éstas señales.

4.0.4 Filtros Digitales

La amplificación de éstas señales se hizo con amplificadores operacionales y el amplificador de instrumentación de entrada, además del amplificador de aislamiento.

4.0.4.1 Filtros Pasa Alto Digitales

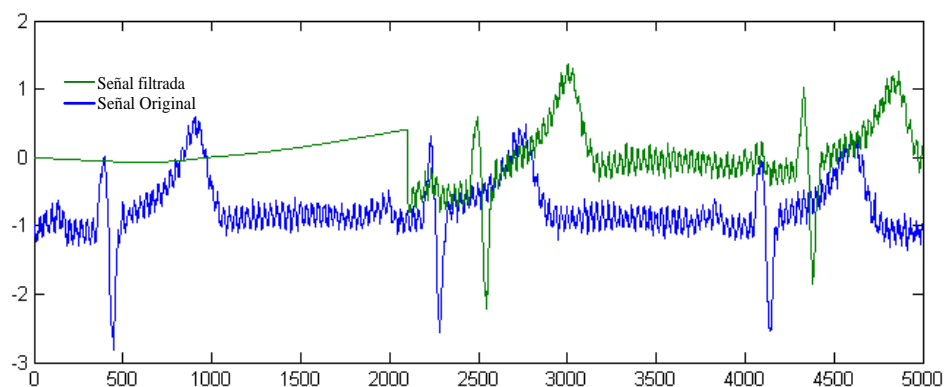


Figura 40: FIR Kaiser pasa alto

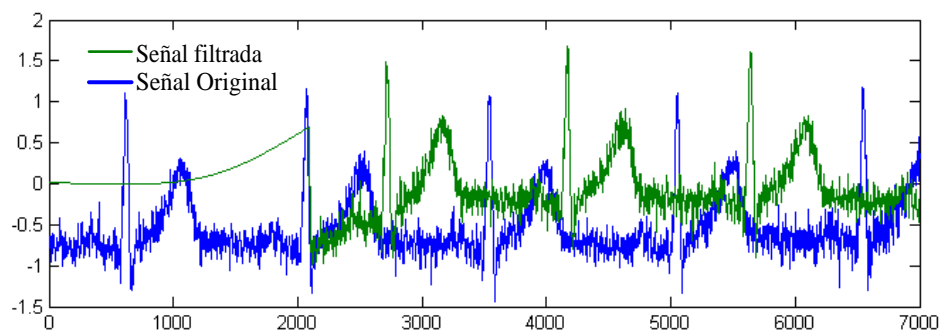


Figura 41: FIR Hamming pasa alto

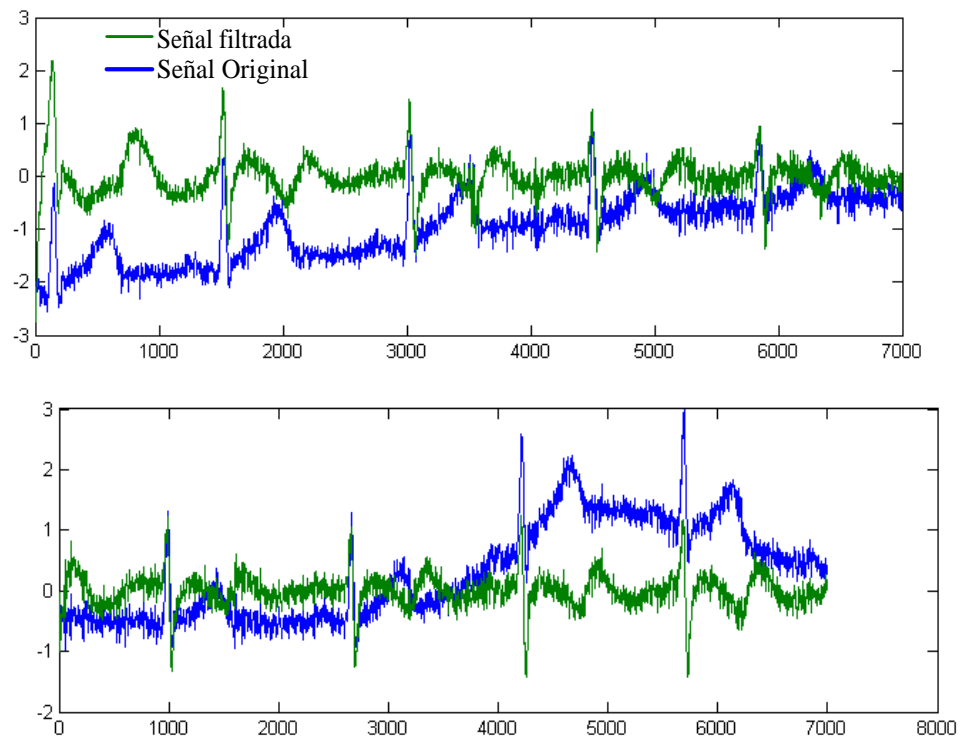


Figura 42: IIR Butterworth pasa alto

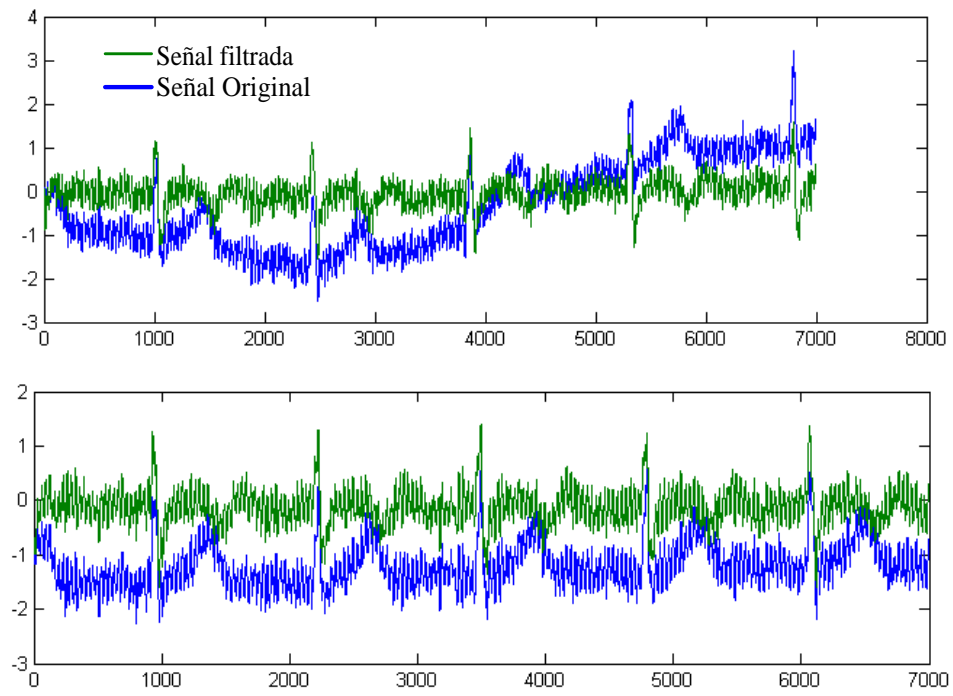


Figura 43: IIR Chebyshev pasa alto

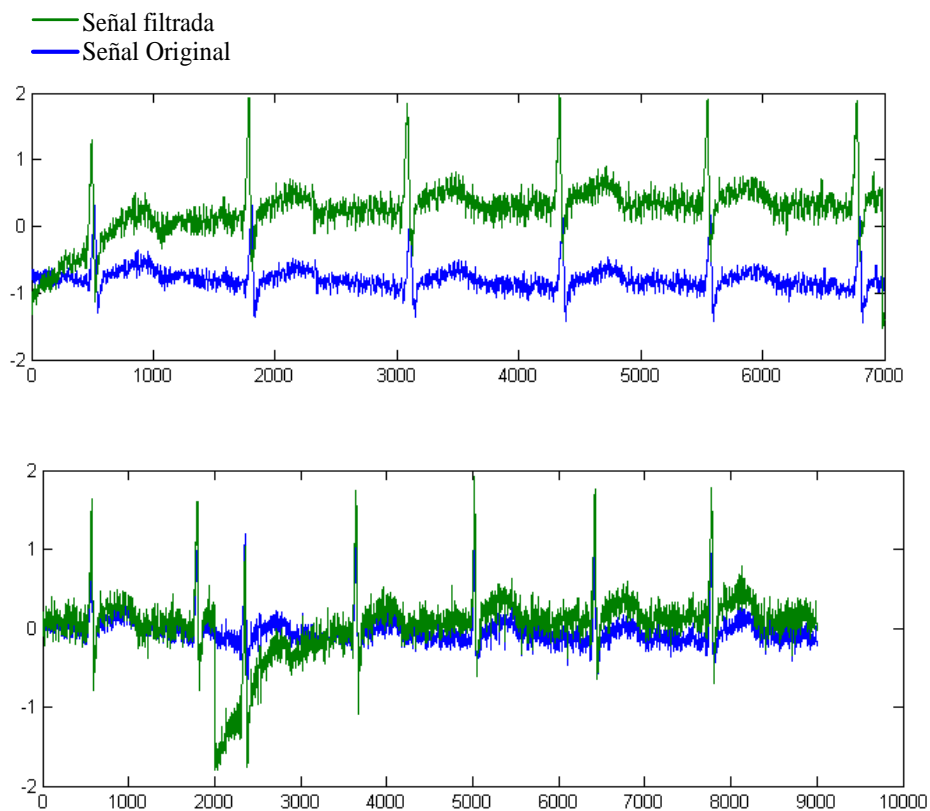


Figura 44: IIR Lattice pasa alto

CC	TIPO DE FILTRO
0.237022897	Fir Kaiser
0.042259909	Fir Hamming
0.135129678	IIR Butterworth
0.48138214	IIR Chevyshev
0.422401578	IIR Lattice

Tabla 5: Valores CC para Filtros Digitales Pasa Alto

A los filtros pasa alto no se les haya el SNR.

Las figuras 42 y 43 muestran la señal ECG filtrada con los filtros digitales FIR. Se puede observar el atraso del filtro, que es un atraso considerablemente grande. Los IIR, a diferencia de los FIR, no presentan ningún tipo de atraso y tienen un mejor índice de correlación.

4.0.4.2 Filtros Pasa Bajo Digitales

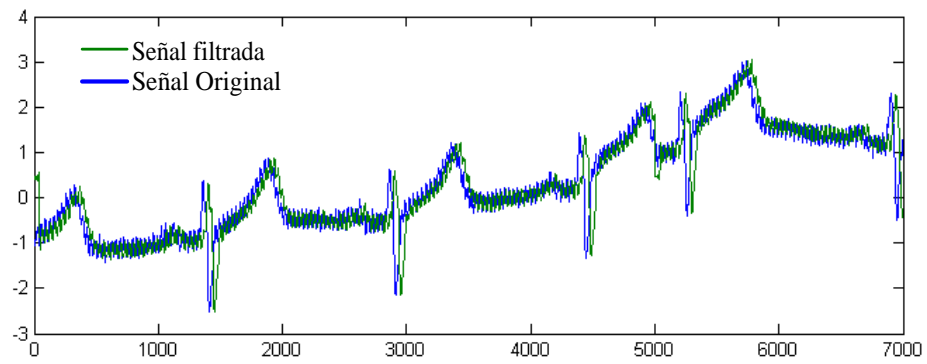


Figura 45: Fir Kaiser Pasa Bajo

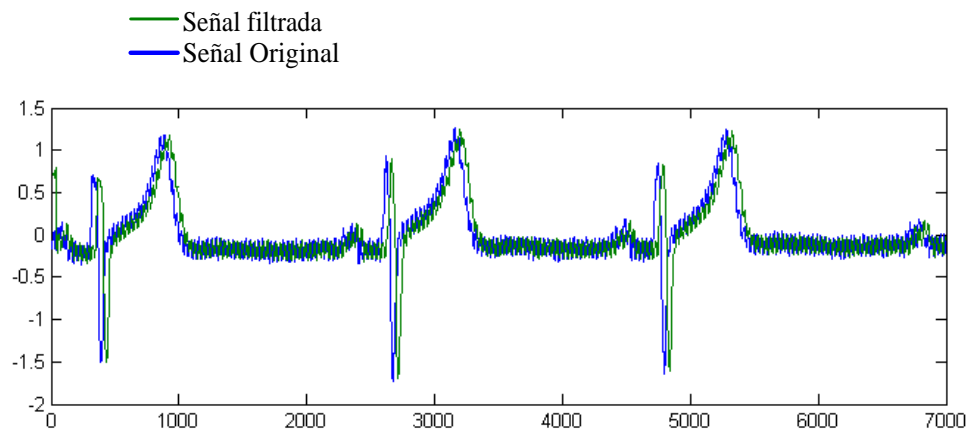


Figura 46: Fir Hamming Pasa Bajo

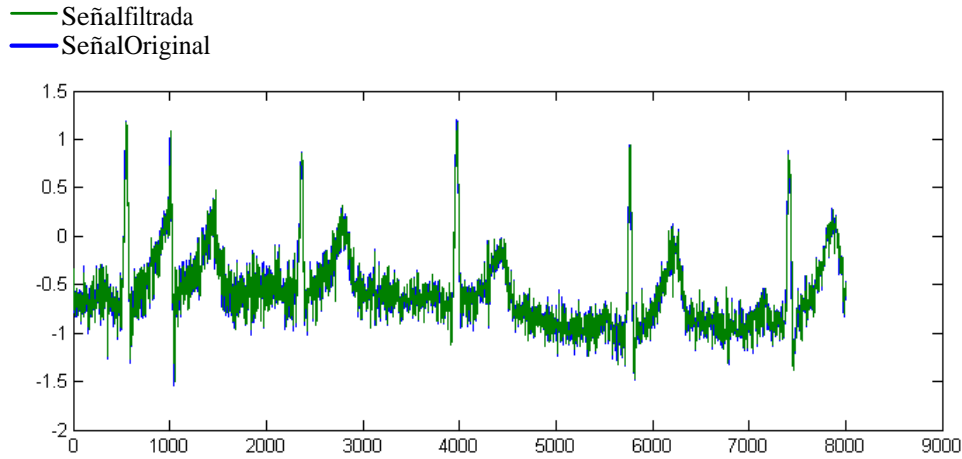


Figura 47: IIR Butterworth Pasa Bajo

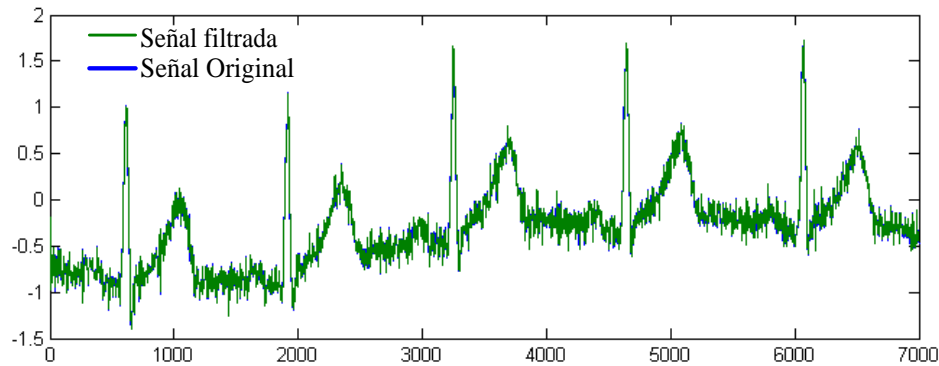


Figura 48: IIR Chevyshev Pasa Bajo

SNR	CC	TIPO DE FILTRO
1.935825245	0.802691469	Fir Kaiser
3.10691839	0.552813741	Fir Hamming
1.189455581	0.60927685	IIR Butterworth
20.5709391	0.997147941	IIR Chevyshev

Tabla 6: Valores de SNR y CC para Filtros Digitales Pasa Bajo

El filtro FIR Kaiser presentó los mejores índices de filtrado con ambos altos. Lo que quiere decir que éste filtro eliminó mucho ruido sin distorsionar la señal. Todos los demás filtros también presentaron unos buenos resultados no muy diferentes al FIR Kaiser. El filtro IIR Chevyshev a diferencia de los demás, no brindó una buena respuesta, El altísimo valor del SNR y de CC indica que no se eliminó mucho ruido de la señal y prácticamente la señal filtrada es igual a la original.

4.0.4.3 Filtros Pasa Banda Digitales

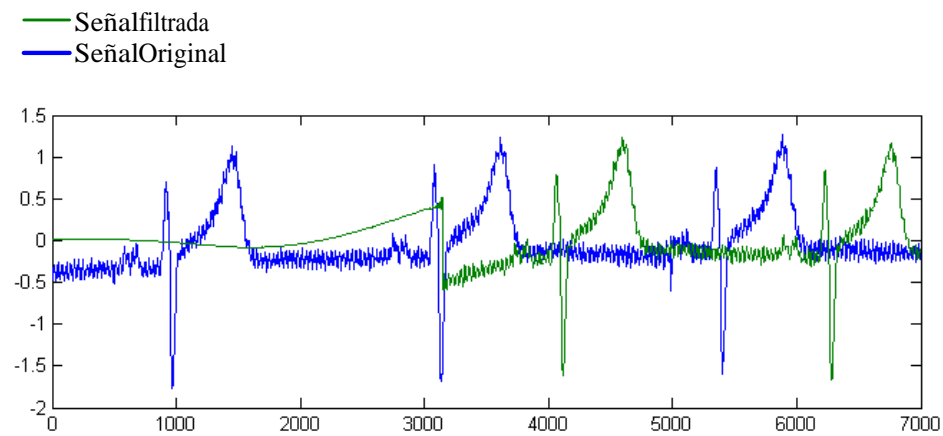


Figura 49: Fir Kaiser Pasa Banda

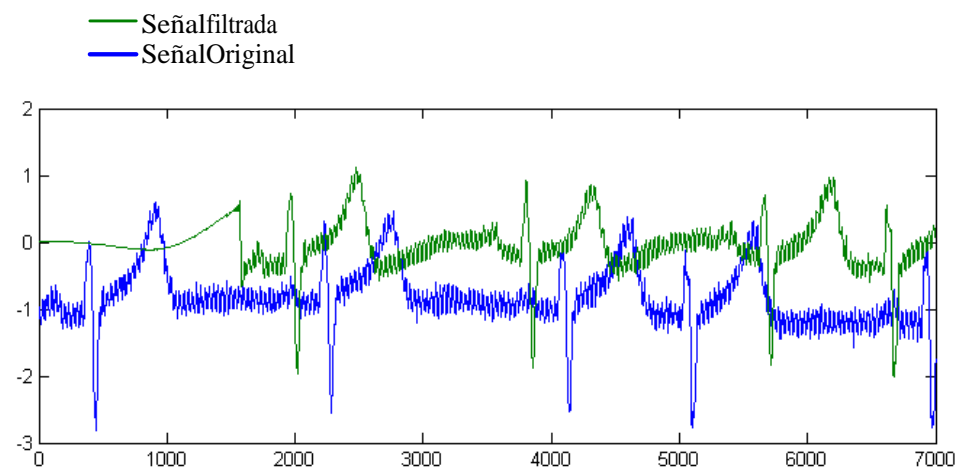


Figura 50: Fir Hamming Pasa Banda

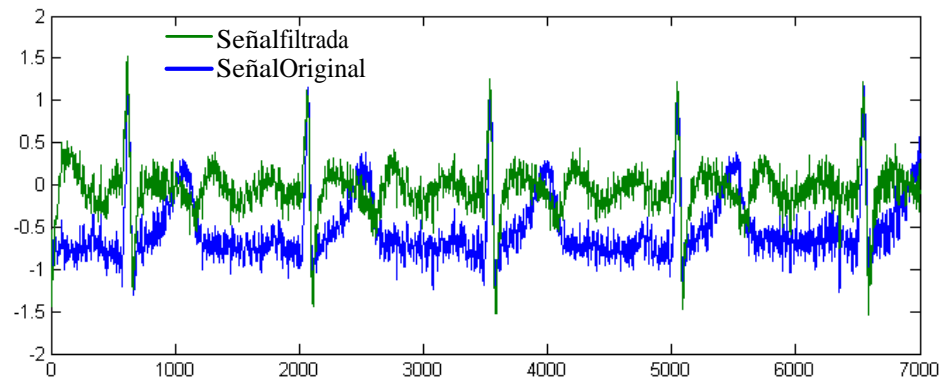


Figura 51: IIR Butterworth Pasa Banda

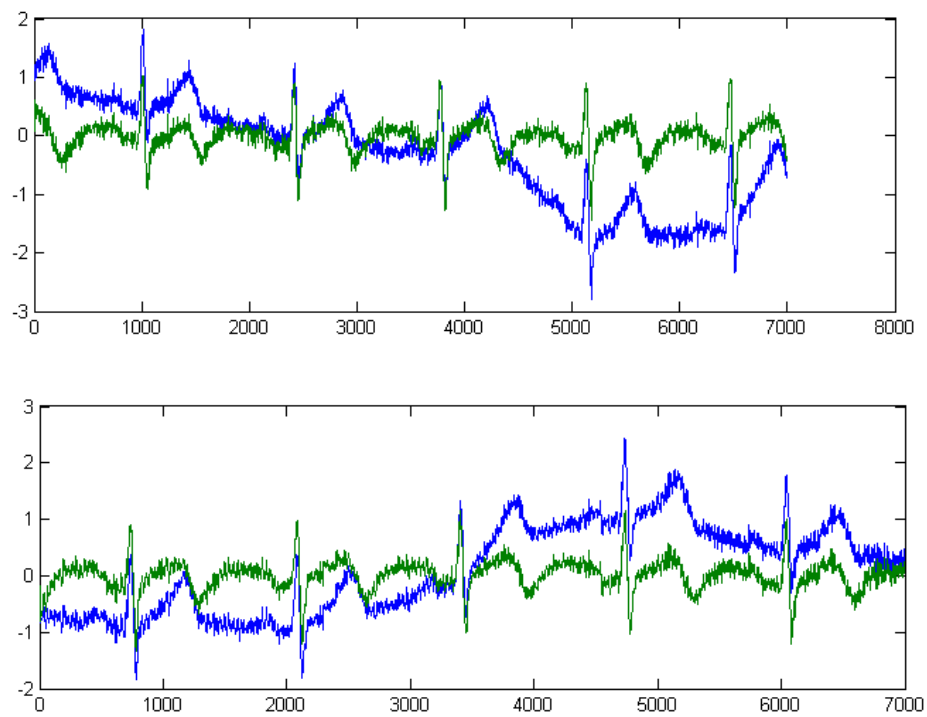


Figura 52: IIR Chevyshev Pasa Banda

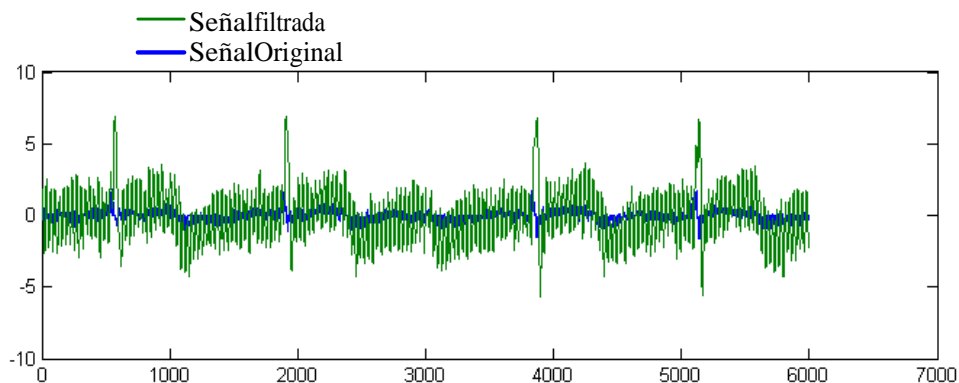


Figura 53: MF10 Pasa Banda

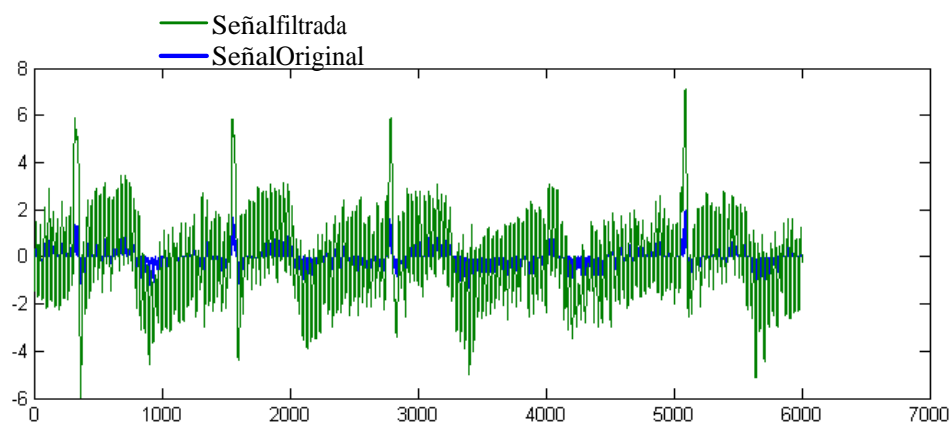


Figura 54: MF10 Pasa Banda con filtro IIR Notch Chevyshev

SNR*	CC	TIPO DE FILTRO
N/A	0.129253066	Fir Kaiser
N/A	0.094162818	Fir Hamming
N/A	0.982090064	IIR Butterworth
N/A	0.330537245	IIR Chevyshev
N/A	0.28193	MF10
14.7776	0.997686982	MF 10 Notch IIR Chevyshev

Tabla 7: Valores de SNR y CC para Filtros Digitales Pasa Banda

*N/A significa que éste índice no aplica al tipo de filtro

Los filtros FIR no presentan índices de correlación muy buenos debido al atraso y además que los filtros pasaalto reducen éste valor. Los IIR tienen mejores valores de CC aunque el Chevyshev en un mejor porcentaje que el Butterworth. La señal filtrada con el MF10 tiene muy mala respuesta, no reduce el ruido de la señal y con éste resultado se concluye que el uso de los filtros universales en aplicaciones bioeléctricas no son una buena opción.

La señal de la figura 55 es una señal ECG a la que se le aplicó el filtro Notch:

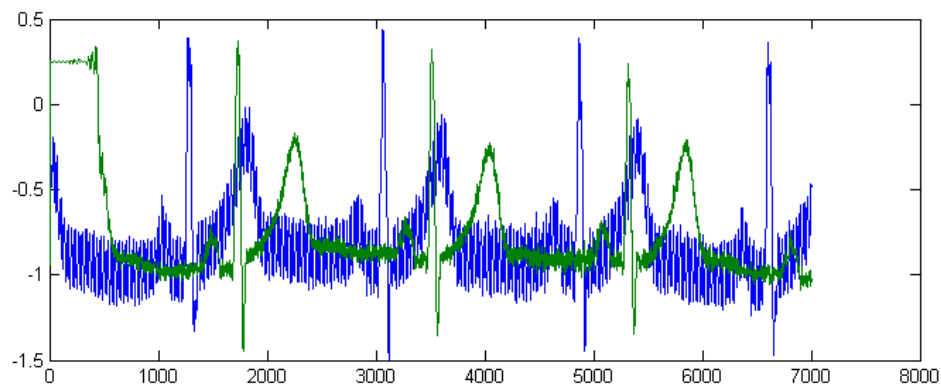


Figura 55: Filtro Notch Fir Kaiser

SNR	CC	TIPO DE FILTRO
3.072211136	0.935711403	FIR Kaiser Notch

Tabla 8: Valores de SNR y CC para Filtros Notch

Este filtro Notch, como se puede observar en la figura 55, reduce mucho el ruido, y esto se refleja en los altos índices de SNR y CC .

También se analizaron las señales EMG con los filtros digitales Pasa Banda:

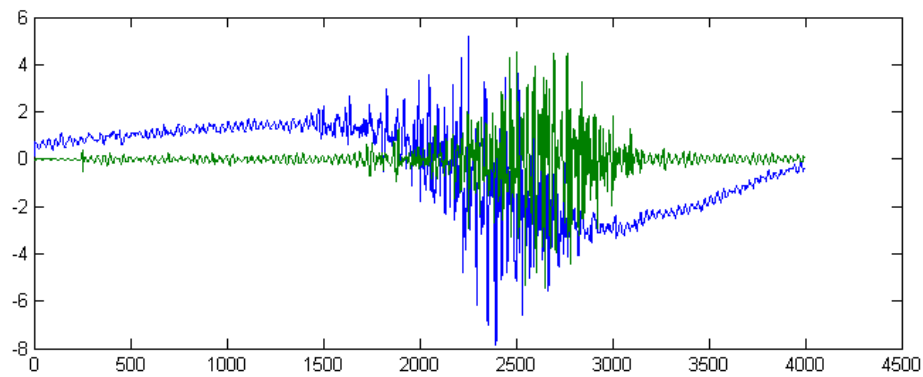


Figura 56: Fir Hamming

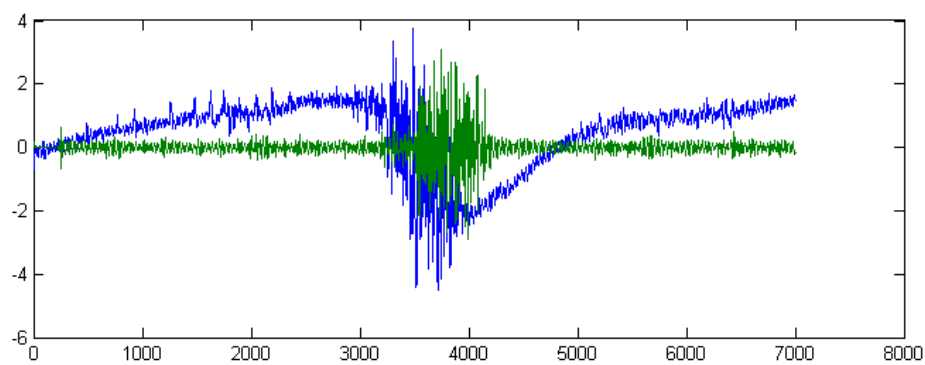


Figura 57: Fir Kaiser

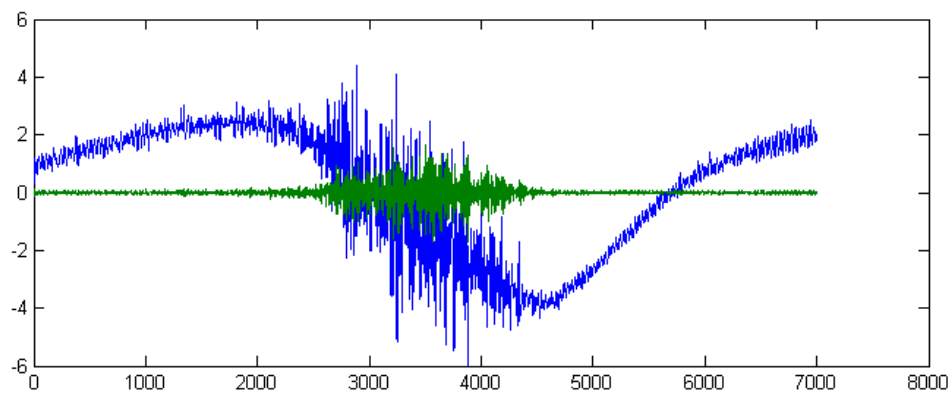


Figura 58: IIR Chevyshev

CC	TIPO DE FILTRO
0.055915358	FIR Hamming
0.033045418	FIR Kaiser
0.018383407	IIR Chevyshev

Tabla 9: Valores de SNR y CC para Filtros Pasa Banda en señales EMG

Estos índices son muy pequeños debido a que las señales tenían un alto grado de línea base y los filtros las eliminó casi en su totalidad como se puede observar en las figuras anteriores, y por tanto la señal filtrada es muy diferente a la original.

Conclusiones

1. Los filtros análogos Sallen Key son filtros de fácil diseño e implementación. Mediante su empleo se obtuvieron buenos índices de correlación ya que no presentan una alta distorsión de la señal filtrada con respecto a la señal original. En cuanto a los filtros digitales, los filtros FIR con ventana Kaiser brindaron mejores resultados que la ventana Hamming en todos los tipos de filtrado. Los filtros IIR presentan mejor desempeño que los filtros FIR; los índices de correlación y de SNR lo demuestran. El tipo de filtro IIR que mejor resultados brinda como filtro pasa alto es el tipo Chebyshev. Para el filtro pasa bajo y pasa banda sin embargo, el tipo Butterworth tiene mejores índices. El filtro IIR Lattice pasa alto también brinda buenos resultados, sin embargo no fueron mejores que el Chebyshev.
2. Para la primera etapa del acondicionamiento, se deben conectar amplificadores de instrumentación que tengan un CMRR mayor a $90dB$ y se debe hacer sin importar qué tipo de filtrado se aplique, ya sea análogo o digital. Las demás etapas de amplificación se pueden hacer con amplificadores operacionales con el único requerimiento de bajas corrientes de alimentación, del orden de μA .
3. Debido a que comercialmente los amplificadores de aislamiento son difíciles de conseguir, las pruebas se pudieron realizar solo con aislamiento tipo magnético. Este aislamiento es adecuado para la medición de las señales bioeléctricas, sin embargo para el circuito de acondicionamiento se debe siempre tener en cuenta que la corriente máxima que puede suplir dicho amplificador es solamente $5mA$. Este aislamiento también se debe hacer sin importar el tipo de filtrado que se desee realizar.
4. El circuito de acondicionamiento análogo construido con las etapas de amplificación, filtrado y aislamiento implementado en este trabajo mostró ser adecuado para cada una de las señales ECG, EMG y EEG medidas. Se pudo observar que el ruido, interferencia y artefactos fueron removidos en gran medida de las señales logrando obtener señales de mejor calidad que pueden ser analizadas y tratadas posteriormente.

Apéndice A

Puesta a Tierra, Desacople y Apantallamiento de Circuitos de Acondicionamiento

A.1 Puesta a Tierra y Desacople de Amplificadores

A.1.1 Problemas de Aterrizaje en Amplificadores Operacionales

Si el amplificador tiene un voltaje de salida, este debe ser medido con respecto a algún punto, la referencia del amplificador. También, dado que el AO ideal tiene un rechazo al modo común CMRR infinito, las entradas son llevadas a esa referencia, por lo tanto debe existir un cuarto Terminal. Otra forma de ver esto es que si el amplificador supe una corriente de salida a una carga, esa corriente debe entrar al amplificador de alguna forma. Idealmente, ninguna corriente fluye, de nuevo se llega a la conclusión que un cuarto terminal es requerido. En forma práctica, se dice que el cuarto terminal es *tierra*. Como los IC no tienen este terminal de *tierra*, se utiliza uno o ambos de las entradas [55].

Si se examinan las corriente que fluyen en un circuito aterrizado, Figura 59, se puede ver como la corriente que alimenta la carga deben retornar a la alimentación por algún camino.

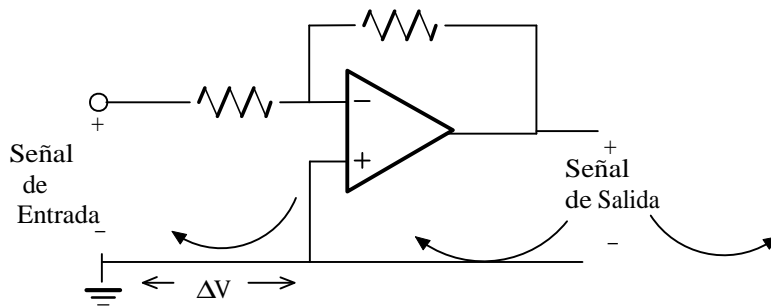


Figura 59: Problemas de Aterrizaje en AO

La señal generada allí por el cable y la corriente actúa en serie con la salida no inversora y puede causar resultados con errores significativos. Además debido a la circuiteria interna de los amplificadores operacionales que usan un condensador de compensación reaccionan a pulsos positivos originando una respuesta transitoria que se adiciona a la respuesta del amplificador, y reaccionan a un pulso negativo con una respuesta transitoria de la línea de alimentación negativa, en lugar de la respuesta del amplificador. Hay que tener en cuenta que la solución de un problema de aterrizaje no es efectiva si el amplificador no es desacoplado debidamente.

Las siguientes configuraciones muestran dos posibles formas de desacople de alimentación negativa con solo conectar un condensador pequeño de $0.1 \mu\text{F}$ entre la alimentación negativa y la tierra de la carga como se muestra en la Figura 60 (Figura copiada de la referencia [55]).

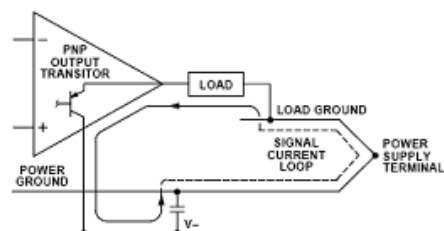


Figure 3a. Decoupling for Negative Supply Ineffective

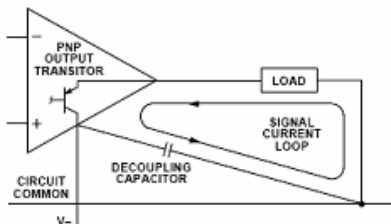


Figure 3b. Decoupling Negative Supply Optimized for "Grounded" Load

Figura 60: Soluciones a los problemas de Aterrizaje para AO

Cuando varios amplificadores son alimentados por la misma fuente una capacitancia de desacople es requerida para cada uno. Esto con la inductancia de la fuente de interconexión pueden crear circuitos resonantes LC. Para solucionar este problema, pequeñas resistencias pueden ser añadidas para bajar el Q de los circuitos resonantes no deseados como se muestra en la Figura 61(Figura copiada de la referencia [55]).

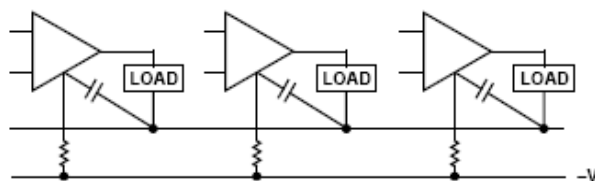


Figure 4. Damping Parallel Decoupling Resonances

Figura 61: Eliminación de circuitos Resonantes

El desacople debe ser con respecto con el retorno de la señal en lugar que con cualquier conexión a tierra.

Para aquellos amplificadores IC que refieren el integrador de compensación a la fuente positiva, se consideran las mismas técnicas de desacople negativo mostrado anteriormente, pero aplicados a la fuente positiva.

A.1.2 Desacople

A.1.2.1 Amplificadores alimentados con solo +Vcc (Single Suply)

Los Amplificadores operacionales son diseñados especialmente para alimentación dual, pero en algunas aplicaciones se requieren alimentación simple (single suply), ya sea por el consumo de

potencia o porque no se dispone de una fuente dual, en estos casos se debe utilizar algún tipo de regulación por medio de componentes externos. Se utiliza un divisor de resistencias, que afecta la configuración del circuito, por lo que se debe utilizar un circuito de desacople especial que se puede encontrar en la referencia [56].

A.1.2.2 Desacople de Amplificadores de Instrumentación

En general, la mayoría de amplificadores de instrumentación monolíticos tienen sus integradores referenciados a la alimentación negativa y deben ser desacoplados con respecto al terminal de referencia. Esto significa que por cada circuito integrado, una capacitancia de paso (*bypass capacitor*) debe ser conectada entre cada pin de alimentación y a la referencia del amplificador de instrumentación. Para el buen retorno dc de las corrientes de bias se conectan dos resistencias de alto valor. Un esquema de esta conexión como se muestra en la Figura 62 [20]:

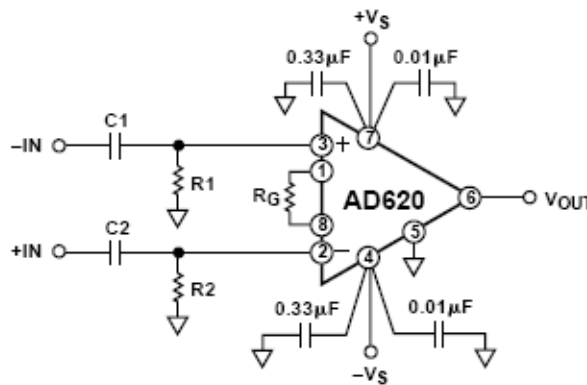


Figura 62: Desacople del Amplificador de Instrumentación

Para la protección de los amplificadores de instrumentación se pueden adicionar resistores en serie con cada entrada o conectar diodos de protección externos. También se pueden combinar resistencias de entrada altas (de 100kΩ) con diodos externos. El uso de diodos externos reduce el valor de las resistencias reduciendo así también el ruido 1/f, pero tienen la desventaja de proveer mas errores de offset. En conclusión es mejor el uso solo de resistencias.

Amplificadores de Instrumentación polarizados con +Vcc (Single Supply):

Para solucionar el problema de alimentación cuando se utiliza alimentación simple (single supply) en AI se aplica la mitad del voltaje de alimentación al pin de referencia [57].

Amplificadores de Instrumentación polarizados con $\pm Vcc$ (Double Supply):

El acoplamiento para una fuente doble se hace con dos resistencias de retorno de alto valor DC conectadas entre cada entrada y tierra, así como en el amplificador operacional. De esta manera ambas entradas están referenciadas en dc a tierra y se activan solo cuando una señal las excita. El principio de este acoplamiento ac, es reducir este contenido dc diferencial. Pero las tolerancias de estos componentes degradan severamente el CMRR del amplificador.

Una opción más efectiva es insertar un lazo de realimentación autocero a la referencia del amplificador de instrumentación. Este lazo de realimentación produce una función de transferencia

dependiente de la frecuencia y consecuentemente se comporta como un filtro paso alto. Para mantener el estado de $0V$ en DC a la salida en todo momento y el voltaje de salida no afecte el comportamiento del amplificador de instrumentación, se desarrolla un seguimiento de la señal a través de una "realimentación activa". Esta etapa incluye un divisor de voltaje $R3 - R4$ y un amplificador buffer. Para mantener una frecuencia de corte dada que no sea afectada por la ganancia, se debe multiplicar la constante de tiempo por un factor igual al de la ganancia de la etapa de realimentación activa, lo que puede perjudicar el procesamiento de señales cuando estas incluyan componentes de baja frecuencia [58], la solución más factible, además de que se aplica a los amplificadores de instrumentación monolíticos, es ajustar la ganancia de la segunda etapa del AI a la unidad, lo que quiere decir que la ganancia total del AI será la misma presentada en la ecuación 6 [59]. En conclusión, se desacopla el amplificador de instrumentación con el integrador cuya frecuencia de corte es independiente de la ganancia y se tiene una segunda etapa de ganancia y filtrado paso bajo con la realimentación activa. Esta configuración total de se muestra en la Figura 63

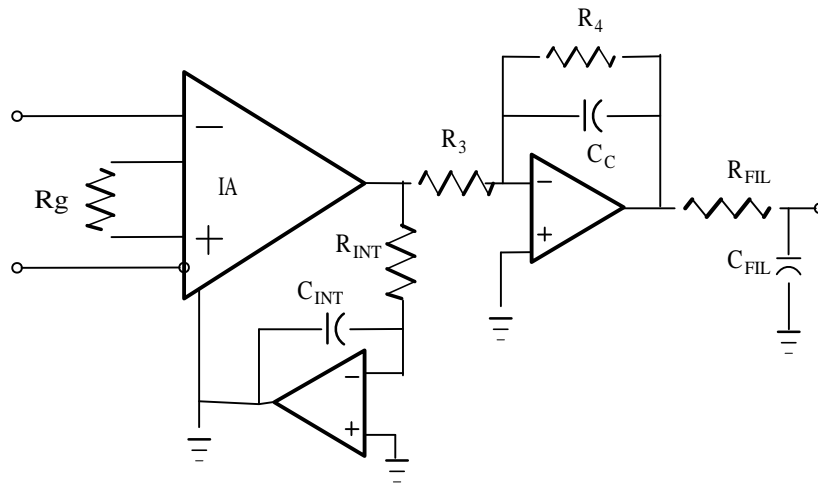


Figura 63: Acoplamiento AC de amplificadores de instrumentación

El nivel de ruido no se incrementa en esta configuración ya que las etapas de autoanulamiento y realimentación activa están después de una etapa de entrada diferencial, por consiguiente, la ganancia de la etapa diferencial muy difícilmente divide las contribuciones respectivas de ruido. "Para que el nivel de ruido no se amplifique con la ganancia y obtener el mismo nivel que el de un solo amplificador, se ajusta la ganancia de realimentación activa y la ganancia del amplificador diferencial, a 67.5 y 15 respectivamente " [58].

A.1.2.3 Desacople Amplificadores de Aislamiento

Este amplificador presenta un rizado en la alimentación como una función de la carga y aunque éste tiene internamente una capacitancia de desacople, algunas veces es necesario agregarle condensadores extras entre las salidas y tierra. La figura 64 muestra el rizado de alimentación en función de los condensadores de desacople externos bajo plena carga [60] :

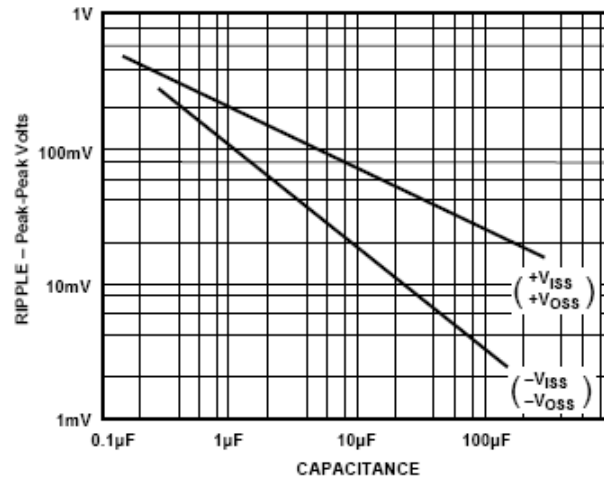


Figure 16b. Isolated Power Supply Ripple vs. Bypass Capacitance (Volts p-p, 1 MHz Bandwidth, 5 mA Load)

Figura 64: Rizado en función de condensadores de desacople (Tomada de [60])

A.2 Aterrizaje de los Sensores

[61] Sin una referencia, las corrientes de bias en el amplificador pueden causar que el voltaje del sensor crezca o disminuya refiriéndose a la tierra análoga del amplificador. Se genera así un voltaje de modo común que puede exceder los niveles que el amplificador es capaz de rechazar. Una de las siguientes recomendaciones debe ser tomada en cuenta para eliminar los voltajes de modo común, puesto que se necesita un nivel de referencia:

1. Conectar Resistencias de alto valor (1Mohm) a cada línea del sensor a la tierra análoga al final del instrumento del sistema. Algunas tarjetas de medida tienen resistencias de 1Mohm incluidas que conectan a la tierra análoga (Chequear el data sheet para esta información. El problema es que estas resistencias reducen la impedancia de entrada del sistema de media. Hacer la prueba y ver si los niveles de ruidos son aceptables, si no, se debe utilizar otro método).
2. Conectar el lado bajo del sensor a una tierra cercana. Otra forma es conectar una línea diferente desde el lado bajo de cada sensor a la tierra análoga del instrumento. Este método, llamado *Driven right leg circuit*, es el mas utilizado, y además ayuda a reducir el CMRR del circuito.
3. Para sensores activos se debe tener en cuenta la puesta a tierra de su respectiva alimentación.

Si se amplifican señales del orden de milivoltios o menores, el circuito de amplificación debe estar lo mas cerca posible al sensor. Además no es recomendable tener más de una tierra, ya que se pueden crear lazos de tierra y por consiguiente se generan campos magnéticos que interfieren con la señal.

A.3 Aterrizaje y Apantallamiento (*Guarding and Shielding*)

Primero se debe definir bien el significado de estas dos palabras, que muchas veces tiende a ser malinterpretado o se dice que son lo mismo. "*Guarding* utiliza un conductor de baja impedancia, que es mantenido al mismo potencial del circuito de alta impedancia, para interceptar un voltaje o una corriente de interferencia. *Shielding* utiliza un lazo cerrado conductivo para prevenir que interferencia electrostática afecte el circuito de alta impedancia. Un guard no necesariamente provee shielding" [62].

"*Shielding* sirve para dos cosas. Primero, puede ser usada para confinar el ruido a una región pequeña; este previene que el ruido se extienda y alcance un circuito crítico cercano. Pero, el problema con estos shields es que el ruido capturado por el puede causar problemas si el camino de retorno que el ruido toma no es planeado e implementado adecuadamente con el entendimiento del sistema de tierra y haciendo las conexiones correctamente." [63]

Dependiendo del tipo de interferencia que se desee eliminar, se utilizan un tipo de *guarding* y *shielding*, por esto es de primordial importancia conocer la fuente de la interferencia. A continuación se describe el tipo de interferencias que se pueden presentar en la medición de señales y su respectiva solución.

A.3.1 Interferencias

- **Resistivas:**

Como la señal a medir se encuentra alejada físicamente del sistema de medida, se presenta una diferencia de potencial entre la tierra del sistema y la de los sensores. La solución para este tipo de interferencias es usar un amplificador diferencial [64].

- **Capacitivas:**

Dos conductores paralelos y separados constituyen un condensador, al uno de estos conductores estar a cierto potencial con respecto a un tercer conductor, el segundo conductor alcanzará también un potencial con respecto al tercero el cual es fuente de interferencia. La solución a este problema es [64]:

1. Separar los conductores 1 y 2.
2. Apantallamiento del conductor 2.

El apantallamiento funciona porque una carga, Q_2 , resultante de un potencial externo V_1 , no puede existir en el interior de una superficie conductiva cerrada [63], como se muestra en la figura 65:

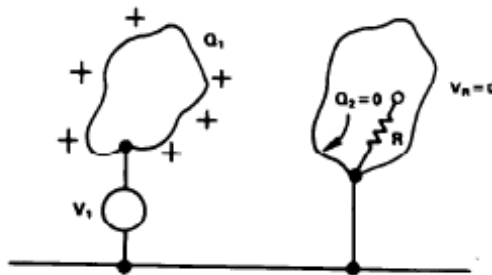


Figura 65: Definición Básica de Apantallamiento. Tomada de [63]

Si la señal esta aterrizada, el apantallamiento (shield) debe ser aterrizado también. Esto es lo que se llama guarding. Figura 66

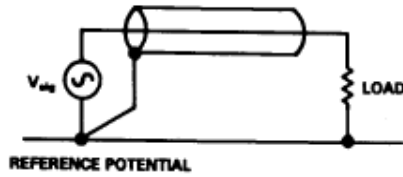


Figure 4. Grounding a cable shield.

Figura 66: Aterrizaje de Pantallas. Tomada de [63]

Si el apantallamiento se divide en secciones, el apantallamiento para cada segmento debe ser conectado a cada segmento adjunto, y finalmente conectar uno al nodo de referencia de la señal [63]:

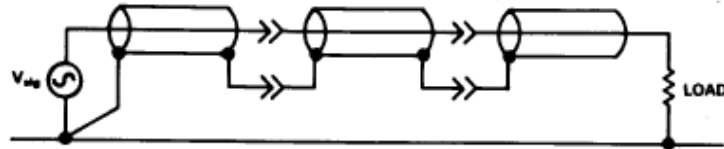


Figure 5. Shields must be interconnected if interrupted.

Figura 67: Conexión de Pantallas. Tomada de [63]

El número de apantallamientos separados requeridos en un sistema es igual al número de señales independientes que están siendo medidas. Cada señal debe tener su propio apantallamiento sin conexiones a otros apantallamientos del sistema, a no ser que compartan una referencia de potencial común. Si hay mas que una señal de tierra, cada pantalla debe estar conectada a su propia referencia de potencial, así:

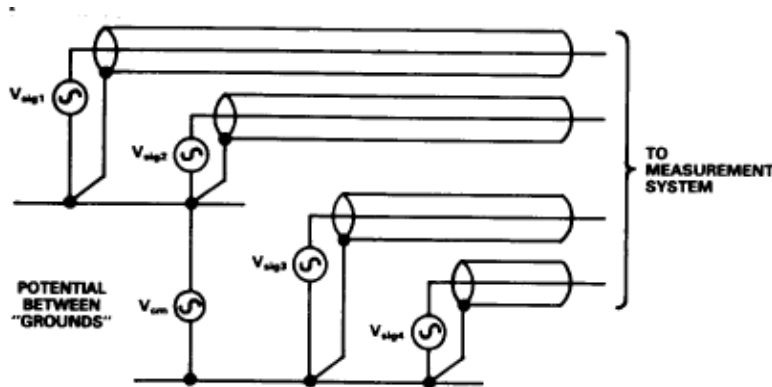


Figura 68: Conexión de diferentes señales con cables apantallados. Tomada de [63]

Sumandose a las recomendaciones anteriores, no se deben conectar ambos terminales de la pantalla a tierra y no se debe permitir que se generen corrientes en la pantalla ni que la pantalla sea un potencial con respecto a la señal; el cable de la pantalla a tierra debe ser tan corto como sea posible para minimizar la inductancia.

- **Magnéticas:**

Esta se crea al existir un campo magnético entre dos conductores separados, es análoga a la interferencia capacitiva. Como el campo magnético es proporcional al área entre los conductores, entonces la manera correcta y más eficiente de disminuir este tipo de interferencia es disminuyendo esta área, para conseguir esto se entrelazan los cables. La forma correcta de hacerlo se muestra en la figura A.3.1 [63]:

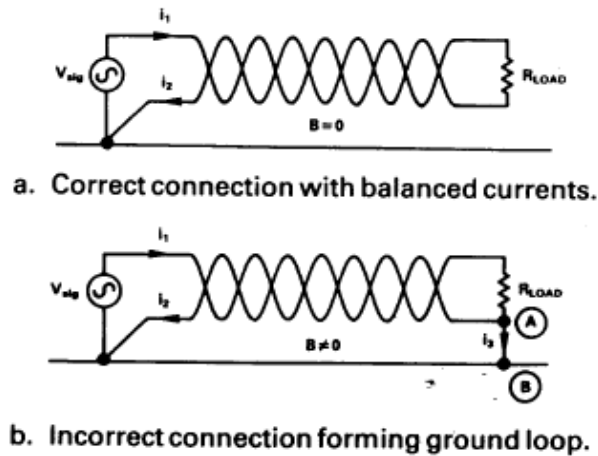


Figure 17. Connections to a twisted pair.

Además de las indicaciones anteriores tener en cuenta [61]:

- Utilizar cables redondos.
- Utilizar pantallas de cobre delgado en lugar de aluminio. O Mumetal.
- Algunos sensores tienen apantallamiento, pero estos no deben estar conectados a la tierra de la alimentación del sensor. Si no están conectados, se debe extender el cable apantallado para que se conecte con el apantallamiento del sensor.
- Mantener señales similares juntas. No juntar líneas de señal en el mismo cable con las líneas de alimentación.
- Separar físicamente los cables de medida de señales análoga de los que llevan señales digitales.

- Conectar entradas análogas sin usar a la tierra análoga del instrumento de medida.
- Se debe tratar de minimizar el área de trenzado de los cables y procurar situar los conductores lo mas próximos al plano de tierra.

A.4 Interferencias en el Registro de Señales Bioeléctricas

Los mecanismos mas comunes de interferencia se muestran en el siguiente esquema [65]:

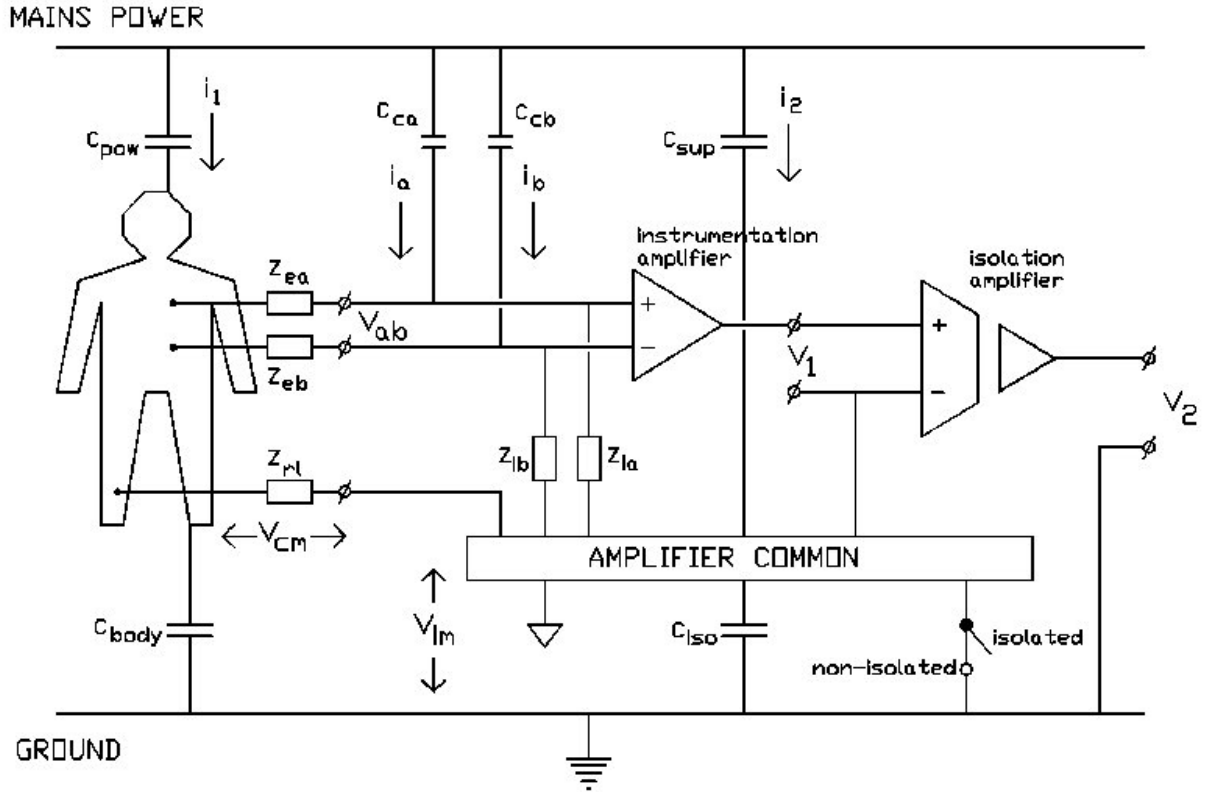


Figura 69: Típicas interferencias en un registro bioeléctrico. Tomada de [65]

Estos valores muestran grandes variaciones; hasta 10 veces más de las mostradas arriba. Cuando no hay amplificación aislada (switch abierto), las capacitancias entre el amplificador común y la red se deben tener en cuenta. C_{sup} y C_{iso} . Otra gran fuente de interferencia se debe al acoplamiento capacitivo de los cables de medida con la red eléctrica. C_{ca} y C_{cb} . Las corrientes inducidas en los cables fluyen por el cuerpo por medio de los electrodos y del cuerpo a tierra por medio de Z_{rl} en serie con C_{iso} produciendo un voltaje diferencial grande en las entradas del amplificador, V_{ab} .

Apéndice B

Coeficientes de Aproximación de Filtros

n = Orden del filtro
 i = número de filtro parcial
 a_i - b_i = coeficientes del filtro
 Q_i = factor de calidad

B.1 Coeficientes Butterworth

n	i	a_i	b_i	Q_i
1	1	1	0	-
2	1	1.4172	1	0.71
3	1	1	0	-
	2	1	1	1
4	1	1.8478	1	0.54
	2	0.7654	1	1.31
5	1	1	0	-
	2	1.6180	1	0.62
	3	0.6180	1	1.62
6	1	1.9319	1	0.53
	2	1.4142	1	0.71
	3	0.5173	1	1.93
7	1	1	0	-
	2	1.8019	1	0.55
	3	1.2470	1	0.80
	4	0.4450	1	2.25
8	1	1.9616	1	0.51
	2	1.6629	1	0.60
	3	1.1111	1	0.90
	4	0.3902	1	2.56
9	1	1	0	-
	2	1.8794	1	0.53
	3	1.5321	1	0.65
	4	1	1	1
	5	0.3473	1	2.88
10	1	1.9754	1	0.51
	2	1.7820	1	0.56
	3	1.4142	1	0.71
	4	0.9080	1	1.10
	5	0.3129	1	3.20

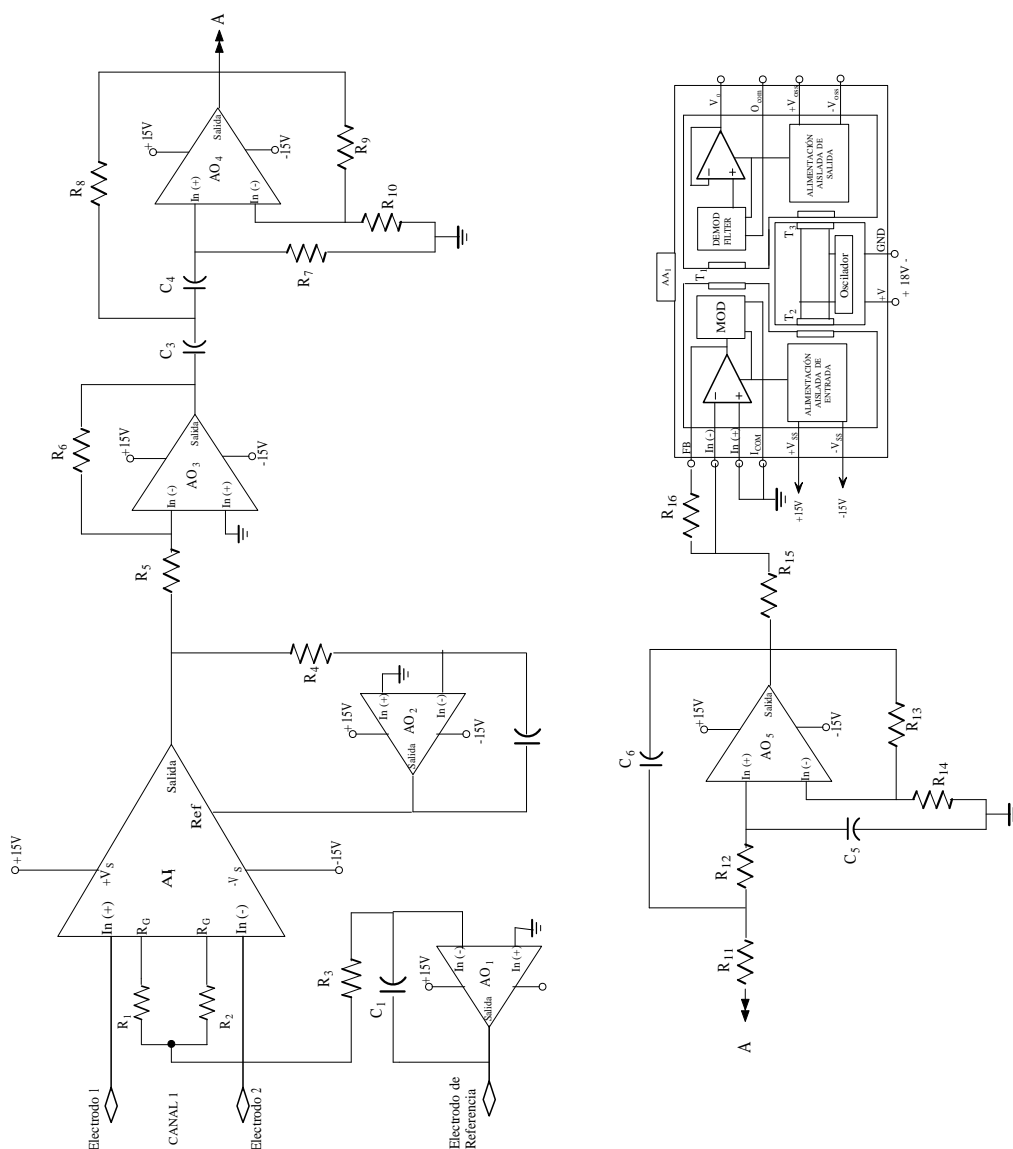
B.2 Coeficientes Chevyshev

n	i	a_i	b_i	Q_i
1	1	1	0	-
2	1	1.3614	1.3827	0.86
3	1	1.8636	0	-
	2	0.640	1.1931	1.71
4	1	2.6242	3.4341	0.71
	2	0.3648	1.1509	2.94
5	1	2.9235	0	-
	2	1.3025	2.3534	1.18
	3	0.2290	1.0833	4.54
6	1	3.8645	6.9797	0.68
	2	0.7528	1.8573	1.81
	3	0.1589	1.0711	6.51
7	1	4.0211	0	-
	2	1.8729	4.1795	1.09
	3	0.4861	1.5676	2.58
	4	0.1156	1.0443	8.84
8	1	5.1117	11.960	0.68
	2	1.0639	2.9365	0.61
	3	0.3439	1.4206	3.47
	4	0.0885	1.0407	11.53
9	1	5.1318	0	-
	2	2.4283	6.6307	1.06
	3	0.6839	2.2908	2.21
	4	0.2559	1.3133	4.48
	5	0.0695	1.0272	14.58
10	1	6.3648	18.369	0.67
	2	1.3582	4.3453	1.53
	3	0.4822	1.9440	2.89
	4	0.1994	1.2520	5.61
	5	0.0563	1.0263	17.99

Apéndice C

Circuito de Acondicionamiento de Señales Bioeléctricas

C.1 Circuito de Acondicionamiento con filtro Sallen-key



REFERENCIAS

- [1] J. M. Ferrero, *BIOELECTRÓNICA: Señales Bioeléctricas*. España: Universidad Politécnica de Valencia, 1994.
- [2] “Electrocardiografía normal. 12 derivaciones.” [Online]. Available: http://www.med.uchile.cl/apuntes/archivos/2005/medicina/1_ecg_curso_cardiologia_05.pdf
- [3] “Ad 210 precision, wide bandwidth 3-port isolation amplifier,” datasheet.
- [4] A. Rich, “Shielding and guarding.”
- [5] A. M. VanRijn, A. Peper, and C. G. Rich, “High quality recording of bioelectric events. i: Interference rectuotion, theory and practice,” *Medical and Biological Engineering and Computer*, September 1990.
- [6] D. L. Bruce, “Bioelectric potentials,” *IEEE Potentials*, no. 695-701, December-January 1998-1999.
- [7] E. J. D. Bronzino, *The Biomedical Engineering Handbook: Second Edition*. Boca Ratón: CRS Press LLC, 2000.
- [8] R. B. Northrop, *Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation*. U.S.A.: CRS Press LLC, 2004.
- [9] J. G. Webster, *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook (Electrical Engineering Handbook)*. U.S.A.: CRS Press LLC, 1998.
- [10] “Eeg biofeedback brainwave analyzer,” <http://www.cc-concepts.com/products/hal4/hal4.pdf>, November 1999.
- [11] “Eeg biofeedback brainwave analyzer,” <http://www.cc-concepts.com/products/hal4/hal4.pdf>, November 1999.
- [12] D. N. Townsend, “Electroencephalography,” http://www.robots.ox.ac.uk/~neil/teaching/lectures/med_elec/notes3.pdf, 2001.
- [13] D. S. Bernhard Fuchs, Sven Vogel, “Universal application-specific integrated circuit for bioelectric data acquisition.” *Medical Engineering and Physics*, no. 695-701, July 2002.

- [14] T. V. Roon, "Operational amplifiers," <http://http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/741/741.html>, August 2005.
- [15] "Differential amplifier," <http://www.answers.com/main/ntquery;jsessionid=abmid2rc6rp91?method=4&dsname=Wikipedia+Images&dekey=Differential+amplifier.png&gwp=8&sbid=lc03b>, figura copiada de esta página.
- [16] J. Karki, "Understanding operational amplifier specifications," *Mixed Signal and Analog Operational Amplifiers. Digital Signal Processing Solutions*, no. White Paper: SLOA011, April 1998. [Online]. Available: <http://focus.ti.com/lit/an/sloa011/sloa011.pdf>
- [17] "Amplifier feedback," <http://www.tpub.com/neets/book8/30e.htm>.
- [18] R. Stata, "User's guide to applying and measuring operational amplifier specifications," no. Application Note AN-356, pp. 3–10, 1967, reprinted from Analog Dialog.
- [19] "The monolithic operational amplifier: A tutorial study," December 1974. [Online]. Available: <http://www.national.com/an/AN/AN-20.pdf>
- [20] L. E. Avendaño, *Sistemas Electrónicos Lineales. Un Enfoque Matricial*. Colombia: Universidad Tecnológica de Pereira, 2004.
- [21] R. Stata, "Error and error budget," *Application Note*, no. AN-456, 2000.
- [22] J. R. Riskin, "A user's guide to ic instrumentation amplifiers," *Analog Devices*, no. AN-244, pp. 10–18, 2000.
- [23] B. Carter, "A single-supply op-amp circuit collection," *Mixed Signal and Analog Operational Amplifiers. Digital Signal Processing Solutions*, no. Application Report Sloa058, November 2000.
- [24] C. Kitchin and L. Counts, "A designers' guide to instrumentation amplifiers," 2000.
- [25] "Instrumentation amplifier," http://www.allaboutcircuits.com/vol_3/chpt_8/10.html.
- [26] M. Rowe, "Isolation boosts safety and integrity," <http://www.reed-electronics.com/tmworld/>, October 2002.
- [27] D. Lobbeck, "Safety isolation protects users and electronic instruments," September 2004. [Online]. Available: <http://www.edn.com>
- [28] B. Parker, "Noise sources in applications using capacitive coupled isolated amplifiers."
- [29] A. Yúfera, Tech. Rep.
- [30] D. S. Lewis Smith, "Noise and operational amplifier circuits."
- [31] B. Clarke, "Find op amp noise with spreadsheet," pp. 39–40, December 1990.
- [32] B. Celler, "Physiological monitoring."
- [33] D. G. Gerleman and T. M. Cook, "Selected topics in surface electromyography for use in the occupational setting: Expert perspective," March 1992. [Online]. Available: <http://www.cdc.gov/niosh/pdfs/91-100-d.pdf>
- [34] J. F. C. E. F.JSaiz, J.M. Ferrero Loma Osorio, "Bioelectric signals amplification exploiting the switching behaviour of electrode impedance," 1990. [Online]. Available: <http://www.cdc.gov/niosh/pdfs/91-100-d.pdf>
- [35] P. Griss, P. Enoksson, H. K. Tolvanen-Laakso, P. Merilainen, S. Ollmar, and G. Stemme., "Micromachined electrodes for biopotential measurements," 2001.

- [36] A. L. Toazza, F. M. de Azevedo, and J. M. Neto, "Microcontrolled system for measuring skin/electrode impedance in bioelectrical recordings," 2001.
- [37] E. R. Valverde, P. D. Arini, G. D. Bertrán, M. O. Biagetti, and R. A. Quinteiro., "Effect of the electrode impedance in improved buffer amplifier for bioelectric recordings."
- [38] P. I. N. T. J. M. HG Puurtinen, J Hyttinen, "Effect of number of electrodes, electrode displacement, and rms measurement noise on the localization accuracy of ecg inverse problem."
- [39] "Seniam." [Online]. Available: <http://www.seniam.org/>
- [40] J. Malvino and R. Plonsey, "Bioelectromagnetism." [Online]. Available: <http://butler.cc.tut.fi/~malmivuo/bem/bembook/>
- [41] C. Godndran, E. Siebert, P.Fabry, E. Novakov, and P. Gumery, "Nasicon based electrodes for bioelectric signal measurements."
- [42] S. Yacoub, E. Novakov, and P.-Y. Guméry, "Noise analysis of nasicon ceramic dry electrodes," 1995.
- [43] G. Litscher, "New biomedical devices and documentation of brain death," 1999. [Online]. Available: <http://www.ispub.com/ostia/index.php?xmlFilePath=journals/ijanp/vol3n2/brain.xml>
- [44] C. A. G. A. C. MettingVanRijn, A. Peper, "Amplifiers for bioelectric events: a design with a minimal number of parts," 1994.
- [45] D. S. Bernhard Fuchs, Sven Vogel, "Universal application-specific integrated circuit for bioelectric data acquisition," 2000.
- [46] R. A. W. B. R. J. Bruce R, Land, "Tools for physiology labs: an inexpensive high-performance amplifier and electrode for extracellular recording," 2001. [Online]. Available: <http://www.nbb.cornell.edu/neurobio/land/Papers/AmpJNeuroMethodpdf.pdf>
- [47] C. H. L. V. L. H. E. D. M. M. Catrysse, R. Puers, "Towards the integration of textile sensors in a gíreles monitoring suit," 2004. [Online]. Available: <http://www.tesumassd.org/courses/tec509/TextileSensors.pdf>
- [48] "Information for medical applications," 2004. [Online]. Available: <http://focus.ti.com/pdfs/vf/medeq/informationformedicalapplications.pdf>
- [49] T. Kugelstadt, "Getting the most out of your instrumentation amplifier design," 2004.
- [50] H. Zumbahlen, "Using the analog devices active filter desing tool."
- [51] T. Instruments, "Analisis of the sallan-key architecture," September 2002.
- [52] R. M. S. Bruce Trump, "Sallen-key low-pass filter design program," August 1991.
- [53] T. Kugelstadt, "Op amps for everyone."
- [54] "Mf10 universal monolithic dual switched capacitor filter," Mayo 2001.
- [55] T. Reagan, "Introducing the mf10: A versatile monolithic active filter building block," Agosto 1982.
- [56] L. Thede, *Practical Analog and Digital Filter Design*. Artech House Inc., 2004.
- [57] R. M. Rangayyan, "Biomedical signal analysis," January 2002.
- [58] P. Brokaw, "An ic amplifier user's guide to decoupling, grounding, and making things go right for a change."

- [59] C. Kitchen, “Biasing and decoupling op amps in single supply applications.”
- [60] C. Kitchen and L. Counts, “The right way to use instrumentation amplifiers,” September 2005. [Online]. Available: <http://www.edn.com>
- [61] F. Rodes, O. Chevalieras, and E. Garnier, “Ac-coupling instrumentation amplifier improves rejection range of differential dc input voltage,” September 2004. [Online]. Available: <http://www.edn.com/article/CA454643.html>
- [62] —, “Information for medical applications,” 2004. [Online]. Available: <http://focus.ti.com/pdfs/vf/medeq/informationformedicalapplications.pdf>
- [63] M. Rowe, “Grounding and shielding: No size fits all,” 2001. [Online]. Available: <http://www.reed-electronics.com/tmworld/article/CA187344.html>
- [64] [Online]. Available: <http://www.keithley.com/support/data?asset=10550>
- [65] R. P. Areny, *Sensores y Acondicionadores de Señal*. España: Macombo S.A., 1998.